

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



Trabajo Fin de Máster

**Caracterización del Canal Radio en la
Banda de 3.5 GHz para Sistemas 5G.**

**(Characterization of the Radio Channel in the
3.5 GHz Band for 5G Systems.)**

Para acceder al Título de

***Máster Universitario en
Ingeniería de Telecomunicación***

Autor: Jorge González Illera

Julio - 2019

TÍTULO	Caracterización del Canal Radio en la Banda de 3.5 GHz para Sistemas 5G			
AUTOR	Jorge González Illera			
DIRECTOR	Rafael Pedro Torres Jiménez			
TITULACIÓN	MASTER UNIVERSITARIO EN INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN	FECHA	MES-AÑO	TOMO I DE I

Agradecimientos:

A Rafael Torres, por su buen humor siempre, por todo el conocimiento que me ha podido enseñar, desde las ideas más complejas hasta pequeños consejos, por toda la ayuda, paciencia y motivación que me ha dado a lo largo de estos años, y por toda la experiencia laboral que pude conseguir en el ámbito de la caracterización e investigación.

A Jesús Ramón Pérez, por su apoyo en la realización de tareas, elaboración de programas, toda la resolución de dudas que ha hecho todo más fácil, y, en especial, por haberme llevado al departamento GISAR la primera vez para la elección de tutor del TFG. Haber realizado esa pregunta y aceptado ir a ver las ofertas fue una de las mejores decisiones de mi vida.

En general, a todos los compañeros del grupo GISAR, por su ayuda, el libre acceso a su departamento, sus equipos y programas que han hecho este proyecto posible y todos los méritos que me han otorgado por distintas publicaciones científicas relevantes.

A mis padres y familiares que han apoyado mi carrera y se han preocupado por cada detalle de ella, ayudándome siempre que lo he necesitado.

A mis amigos por preguntar y por preocuparse de mí, haciendo que mi tiempo en la Universidad de Cantabria haya transcurrido de forma más amena.

A todas aquellas personas que no han sido nombradas, mis más sinceras disculpas y también mi más sincero agradecimiento.

Índice:

Capítulo I: Introducción y Motivación. Objetivos.

- 1.1 Introducción y motivación.
- 1.2 Objetivos.

Capítulo 2: Simulación mediante Trazado de Rayos del Canal Radio.

- 2.1 Modelos de propagación basados en Trazado de Rayos.
- 2.2 CINDOOR.
 - 2.2.1 Modelo de propagación GO/UTD.
 - 2.2.2 Trazado de rayos.
- 2.3 Entornos y campañas de medidas.
 - 2.3.1 Entornos de medidas y CINDOOR.
 - 2.3.2 Campaña de medidas.
- 2.4 Parámetros del canal Banda Ancha.
 - 2.4.1 Pérdidas de propagación (Path-Loss).
 - 2.4.2 Dispersión temporal: RMS Delay Spread.

Capítulo 3: Caracterización del Canal Banda Ancha en la Banda de 3 a 4 GHz.

- 3.1 Pérdidas de Propagación.
- 3.2 Parámetros de Banda Ancha.
 - 3.2.1 RMS Delay Spread.
 - 3.2.2 Ancho de Banda de Coherencia al 50%.
 - 3.2.3 Ancho de Banda de Coherencia al 70%.
- 3.3 Funciones de Probabilidad Acumulada (CDF's) de los parámetros de Banda Ancha.
 - 3.3.1 CDF's del RMS Delay Spread.
 - 3.3.2 CDF's del Ancho de Banda de Coherencia al 50%.
 - 3.3.3 CDF's del Ancho de Banda de Coherencia al 70%.
 - 3.3.4 CDF's del Ancho de Banda de Coherencia al 90%.

Capítulo 4: Estudio del canal MIMO Multiusuario (MultiUser MIMO).

- 4.1 Introducción. Canal Ascendente MU-MIMO.
- 4.2 Condiciones favorables de propagación.
- 4.3 Número de Condición del canal. Número de Condición Inverso del canal.
- 4.4 Capacidad del sistema MU-MIMO.
 - 4.4.1 CDF's de Capacidad a Relación Señal a Ruido (SNR) fija.
 - 4.4.2 Crecimiento del canal frente al número de antenas de la Estación Base.
 - 4.4.3 Capacidad del sistema frente a la SNR.

Capítulo 5: Conclusiones y Líneas futuras de investigación

- 5.1 Conclusiones.
- 5.2 Líneas futuras de investigación.

Índice de Figuras:

Capítulo 1: Introducción y Motivación. Objetivos.

Figura 1.1: Evolución de los modelos de canal para comunicaciones 4G y 5G [7].

Capítulo 2: Simulación mediante Trazado de Rayos del Canal Radio.

Figura 2.1: Entornos con detalles de las posiciones transmisoras y receptoras, dimensiones en metros. (a): Vista 3D de todo el edificio. (b): Entorno 1, vista superior. (c): Entorno 2, vista superior.

Figura 2.2: Modelos geométricos utilizados en CINDOOR. (a): Entorno GISAR 220. (b): Entorno Multiusos.

Figura 2.3: Sistema de medida utilizado.

Figura 2.4: Representación de PDP's para cada uno de los entornos.

Capítulo 3: Caracterización del Canal Banda Ancha en la Banda de 3 a 4 GHz.

Figura 3.1: Pérdidas de propagación. Zona GISAR 220 LOS.

Figura 3.2: Pérdidas de propagación. Zona GISAR 220 NLOS.

Figura 3.3: Pérdidas de propagación. Zona Multiusos.

Figura 3.4: Representación de PDP's para cada uno de los entornos comparado con CINDOOR.

Figura 3.5: RMS Delay Spread. Zona GISAR 220 LOS.

Figura 3.6: RMS Delay Spread. Zona GISAR 220 NLOS.

Figura 3.7: RMS Delay Spread. Zona Multiusos.

Figura 3.8: Ancho de banda de Coherencia (50%). Zona GISAR 220 LOS.

Figura 3.9: Ancho de banda de Coherencia (50%). Zona GISAR 220 NLOS.

Figura 3.10: Ancho de banda de coherencia (50%). Zona Multiusos.

Figura 3.11: Ancho de banda de Coherencia (70%). Zona GISAR 220 LOS.

Figura 3.12: Ancho de banda de coherencia (70%). Zona GISAR 220 NLOS.

Figura 3.13: Ancho de banda de coherencia (70%). Zona Multiusos.

Figura 3.14: Ancho de banda de coherencia (90%). Zona GISAR 220 LOS.

Figura 3.15: Ancho de banda de coherencia (90%). Zona GISAR 220 NLOS.

Figura 3.16: Ancho de banda de coherencia (90%). Zona Multiusos.

Figura 3.17: CDF del RMS Delay Spread. Zona GISAR 220 LOS.

Figura 3.18: CDF del RMS Delay Spread. Zona GISAR 220 NLOS.

Figura 3.19: CDF del RMS Delay Spread. Zona Multiusos.

Figura 3.20: CDF del Ancho de banda de coherencia (50%). Zona GISAR 220 LOS.

Figura 3.21: CDF del Ancho de banda de coherencia (50%). Zona GISAR 220 NLOS.

Figura 3.22: CDF del Ancho de banda de coherencia (50%). Zona Multiusos.

Figura 3.23: CDF del Ancho de banda de coherencia (70%). Zona GISAR 220 LOS.

Figura 3.24: CDF del Ancho de banda de coherencia (70%). Zona GISAR 220 NLOS.

Figura 3.25: CDF del Ancho de banda de coherencia (70%). Zona Multiusuarios.

Figura 3.26: CDF del ancho de banda de coherencia (90%). Zona GISAR 220 LOS.

Figura 3.27: CDF del ancho de banda de coherencia (90%). Zona GISAR 220 NLOS.

Figura 3.28: CDF del ancho de banda de coherencia (90%). Zona Multiusuarios.

Capítulo 4: Estudio del canal MIMO Multiusuario (MultiUser MIMO).

Figura 4.1: Sistema UL MU-MIMO.

Figura 4.2: Coeficientes de Proyección de los canales de los distintos entornos.

Figura 4.3: CDF de los ICN de la Zona GISAR 220 LOS.

Figura 4.4: CDF de los ICN de la Zona GISAR 220 NLOS.

Figura 4.5: CDF de los ICN de la Zona Multiusuarios.

Figura 4.6: CDF de los ICN. Todos los entornos.

Figura 4.7: CDF de la capacidad suma GISAR 220 LOS VS Rayleigh.

Figura 4.8: CDF de la capacidad suma GISAR 220 NLOS VS Rayleigh.

Figura 4.9: CDF de la capacidad suma Zona Multiusuarios VS Rayleigh.

Figura 4.10: Comparativa de CDF's de capacidad entre entornos para 6 transmisores.

Figura 4.11: Evolución de la capacidad frente al número de antenas receptoras. GISAR 220 LOS.

Figura 4.12: Evolución de la capacidad frente al número de antenas receptoras. GISAR 220 NLOS.

Figura 4.13: Evolución de la capacidad frente al número de antenas receptoras. Multiusuarios.

Figura 4.14: Evolución de la capacidad frente al número de antenas receptoras. Comparativa Global.

Figura 4.15: Evolución de la capacidad frente la SNR. GISAR 220 LOS.

Figura 4.16: Evolución de la capacidad frente la SNR. GISAR 220 NLOS.

Figura 4.17: Evolución de la capacidad frente la SNR. Multiusuarios.

Figura 4.18: Evolución de la capacidad frente la SNR. Comparativa entre entornos.

Listado de tablas:

Capítulo 2: Simulación mediante Trazado de Rayos del Canal Radio.

Tabla 2.1: Modelado de materiales para los Entornos GISAR 220 y Multiusos.

Tabla 2.2: Contribuciones utilizadas en el análisis de las pérdidas de propagación.

Tabla 2.3: Contribuciones utilizadas en el análisis de los parámetros de Banda Ancha.

Capítulo 3: Caracterización del Canal Banda Ancha en la Banda de 3 a 4 GHz.

Tabla 3.1: Regresión lineal de los parámetros de las pérdidas de propagación a un 95% de intervalo de confianza (M: Medidas) (S: Simulación con CINDOOR).

Tabla 3.2: Error absoluto de los ajustes lineales de las pérdidas de propagación para los tres entornos.

Capítulo I: Introducción y Motivación. Objetivos.

1.1 Introducción y motivación:

Desde esta última década, a lo largo del tiempo se ha aumentado considerablemente el número de dispositivos y los volúmenes de datos generados por los mismos. Dicho fenómeno ha sido denominado “tsunami de datos móviles”. El proceso evolutivo comenzó desplegando las primeras redes digitales GSM (2G), con tasas de datos de 9,6 kbps, incrementándose más tarde a 2 Mbps gracias al desarrollo de UMTS (3G), seguidamente alcanzando 300 Mbps en LTE (4G) y finalmente alcanzando tasas de 1 Gbps en el estándar LTE-Advanced. En el transcurso del tiempo se ha llegado a multiplicar la velocidad de los primeros sistemas digitales 2G en un factor 100.000. Dichos sistemas 2G fueron desplegados en la última década del siglo pasado, siendo implementada en España en 1995. El crecimiento presenciado hasta ahora continuará durante los próximos años a mayor ritmo. Informes realizados por empresas del sector afirman que es posible que existan 50 billones de dispositivos móviles conectados en el año 2020, con tasas de tráfico superiores a 25 Exabytes al mes [1-3], superando con creces los límites de la tecnología 4G. Debido a la situación actual, sectores de industria, académicos y operadores de telefonía realizan importantes inversiones y esfuerzos para definir, especificar y desarrollar las tecnologías 5G de tal forma que se pueda hacer frente al aumento de demanda, soportando grandes cargas de datos, conexiones más rápidas que a la vez sean más eficientes y fiables. Entre los principales esfuerzos por desarrollar la 5G se ha de destacar proyectos europeos como METIS (Mobile and Wireless communications Enablers for the Twenty-twenty Information Society) [4], 5GNow (5th Generation Non-orthogonal Waveforms) [5] y mmMAGIC (mm-Wave based Mobile radio Access network for 5G Integrated Communications) [6], así como actividades para la regulación y estandarización del espectro llevadas a cabo por la ITU (International Telecommunications Union) y empresas del sector como Alcatel-Lucent, Ericsson, Samsung, Nokia o Huawei.

La 5G abrirá un abanico de oportunidades para construir nuevos modelos de negocio, añadiendo valor a nuevas aplicaciones o servicios, permitiendo que los dispositivos puedan conectarse en cualquier instante, independientemente del lugar y con la capacidad para que dichos dispositivos puedan comunicarse entre sí para compartir información, incluso sin necesidad de intervención por parte del ser humano. Entre las principales aplicaciones y servicios que serán desarrollados en la era 5G cabe remarcar, por un lado, el concepto de Internet de las Cosas (IoT, Internet of Things), ligados a los conceptos de Hogar Inteligente (Smart Home), Ciudad Inteligente (Smart City), Oficina Inteligente (Smart Office) y Tienda Inteligente (Smart Store). Por otro lado, se deben también mencionar aquellas aplicaciones relacionadas con la salud, las Comunicaciones Vehiculares (V2V, Vehicular-to-Vehicular), transmisiones de vídeo de alta calidad (4K-8K), Realidad Virtual (RV) y Aumentada (RA), entre otros.

Para poder llegar a proveer de tales servicios o aplicaciones, que requieren de una calidad de servicio elevada, la comunidad académica y el sector industrial coinciden en una serie de requisitos necesarios para los futuros despliegues de los sistemas 5G:

- Gran aumento de la capacidad (Aggregate Data Rate), con velocidades pico 1.000 veces superiores que las fijadas en la 4G.
- Aumento de capacidad al borde de las celdas (Edge Rate), permitiéndose velocidades superiores a 100 Mbps para el 95% de los usuarios, esto es, multiplicar dicha capacidad al borde de la 4G por un factor 100.
- Tasas de pico (Peak Rate) de órdenes de decenas de Gbps en el caso de las mejores condiciones favorables.
- Bajas latencias extremo a extremo, del orden de 1 ms, 10 veces menor que en 4G.
- Deberá permitir alta movilidad, de órdenes de 500 Km/h frente a los 300 Km/h aproximados de 4G.
- Mejora de la eficiencia espectral por unidad de superficie (Bbps/Hz/Km²).
- Reducción de costes y ahorro energético que la hagan escalable y competitiva frente a otras tecnologías inalámbricas. [3], [7], [8]

Los requisitos que más atención precisan actualmente son los relacionados con el aumento de la capacidad. Las redes 5G plantearán retos importantes que deberán solucionarse mediante:

- i) El empleo de distribución ultradensa de Estaciones Base (UDNs, Ultra-Dense Networks).

Los despliegues efectuados por las redes de acceso radio (RANs, Radio Access Networks) cada vez son más densos, reduciéndose la distancia entre transmisor y receptor, lo cual da a los conceptos de picoceldas y femtoceldas [9], [10], en conjunto con sistemas de antenas distribuidas [11]. Dicha evolución plantea retos relacionados directamente con la asociación celular, análisis y gestión de interferencias y traspaso de comunicaciones (HOs, Handovers), donde es fundamental el conocimiento de los principales parámetros del canal radio, sobre todo para definir, evaluar y optimizar la asignación de recursos radio.

- ii) El aumento del ancho de banda.

Por otro lado, para aumentar el ancho de banda en la red de acceso radio, además de hacer uso de frecuencias en la banda de ondas milimétricas (mmWave, millimeter) se deberá aprovechar mejor las bandas no licenciadas empleadas por las redes Wi-Fi. Gracias a la ITU, y, a través de la Conferencia Mundial de Radiocomunicaciones (WRC, World Radio communication Conference), se han promovido determinadas acciones para ofrecer más espectro a los sistemas de comunicaciones móviles, ampliando y reordenado el mismo [12], [13]. Por otro lado, dichas acciones no permiten la ubicación de los sistemas 5G por debajo de 6 GHz para las velocidades contempladas. Por tanto, la única alternativa es subir en frecuencia, ocupando distintas bandas en el espectro de 10 a 100 GHz [3], [4]. Básicamente existen cuatro bloques frecuenciales fundamentales: (1) de 6 a 20 GHz, (2) de 20 a 40 GHz, (3) de 30 a 60 GHz y (4) de 60 a 100 GHz. Dichas bandas están condicionadas por el hecho de existir servicios de comunicaciones ya implementados en ellas. Para evitar cualquier tipo de confusión, cabe destacar que, aunque el término mmWave (ondas milimétricas) normalmente hace referencia a las frecuencias comprendidas en el rango entre 30 y 300 GHz, en la industria, en el concepto de 5G y en la literatura se usa comúnmente la expresión para las frecuencias entre 10 y 100 GHz [14].

- iii) El incremento de la eficiencia espectral, gracias a la combinación de técnicas basadas en la conformación del haz (Beamforming) y sistemas MIMO (Multiple-Input Multiple-Output). [3], [7]

Las técnicas MIMO ya han sido propuestas en distintas tecnologías como Wi-Fi, HSPA+ (Evolved HSPA) y LTE, debido a la utilidad que poseen para aprovecharse del efecto multicamino, consiguiendo mayores velocidades de transmisión. Además, la ubicación de la 5G en la banda mmWave permite que el concepto MIMO masivo (Massive MIMO) tenga gran relevancia gracias a la ventaja de poder ubicar más antenas debido a sus reducidas dimensiones. Dicho concepto permite explotar técnicas llamadas MIMO multiusuario (MU-MIMO, Multi-User MIMO), implementando haces independientes en acimut y elevación [15], y por tanto aumentando la tasa de transmisión. No obstante, uno de los retos presentes en los sistemas FD-MIMO (Full-Dimensional MIMO) es la orientación del haz y el seguimiento de terminales móviles en un entorno tridimensional (3D), lo cual está directamente relacionado con el número de transceptores necesarios a implementar en las estaciones base. La evaluación de prestaciones y el diseño óptimo de técnicas avanzadas MIMO en nuevas bandas de frecuencia requieren del conocimiento de las características del canal radio, especialmente de las distribuciones de dispersión angular y amplitudes de las componentes multicamino.

Por tanto, debido a los requisitos exigidos a las futuras redes móviles es necesario el conocimiento de las características del canal radio en aquellas bandas potenciales para implementar los sistemas de 5G. En este sentido, cobra gran relevancia el conocimiento y la proposición de nuevos modelos de canal, para poder evaluar las distintas tecnologías posibles a implementar y optimizar el despliegue de estaciones base, al tiempo que ayuden en tomas de decisiones a los organismos de normalización y gestión del espectro en el proceso de reorganización y asignación de frecuencias para los futuros sistemas 5G.

- Modelos de canal para redes 5G.

En su mayoría, los modelos de canal actualmente se están centrando en las bandas destinadas a los sistemas celulares por debajo de 6 GHz y alrededor de 60 GHz, y precisamente en este último caso los modelos son desarrollados para el estándar IEEE 802.11ad (el cual es denominado también Wi-Fi 5G o Wi-Fi Gigabit). Sin embargo, en los últimos años se están realizando grandes esfuerzos con el fin de desarrollar modelos de canal que permitan análisis y simulación de sistemas 5G. Dichos sistemas requieren de características que no son posibles de cumplir, o al menos no plenamente, debido a que los modelos actuales han sido desarrollados para sistemas en bandas de microondas. Entre las principales características que deberán cumplirse, destaca la necesidad de obtener información del canal radio en 3D, asegurando la consistencia espacial, temporal y frecuencial de éste, las cuales son condiciones fundamentales para el soporte de simulación y evaluación de técnicas MIMO masivo y beamforming. Tal y como se muestra en la Figura 1.1, han sido llevados a cabo varios desarrollos de diversos modelos en paralelo desde el año 2004 hasta la actualidad [6]. Dicha evolución de los modelos permite afirmar que el mayor paradigma contemplado en ellos es el desarrollo de modelos estocásticos que permitan los análisis de características 3D del canal, conocidos como 3D Geometry-Based Stochastic Channel Models (GSCMs). Aunque ya existen trabajos previos sobre los modelos GSMC, se debería considerar como punto de partida para el desarrollo de un modelo estándar el modelo Spatial Channel Model (SCM) desarrollado por el grupo 3GPP (3rd Generation Partnership Project) [16]. En base a dicho modelo, se han ido mejorando los modelos de canal en trabajos de sucesivos proyectos europeos WNNER (Wireless Word Initiative for New Radio), [17].

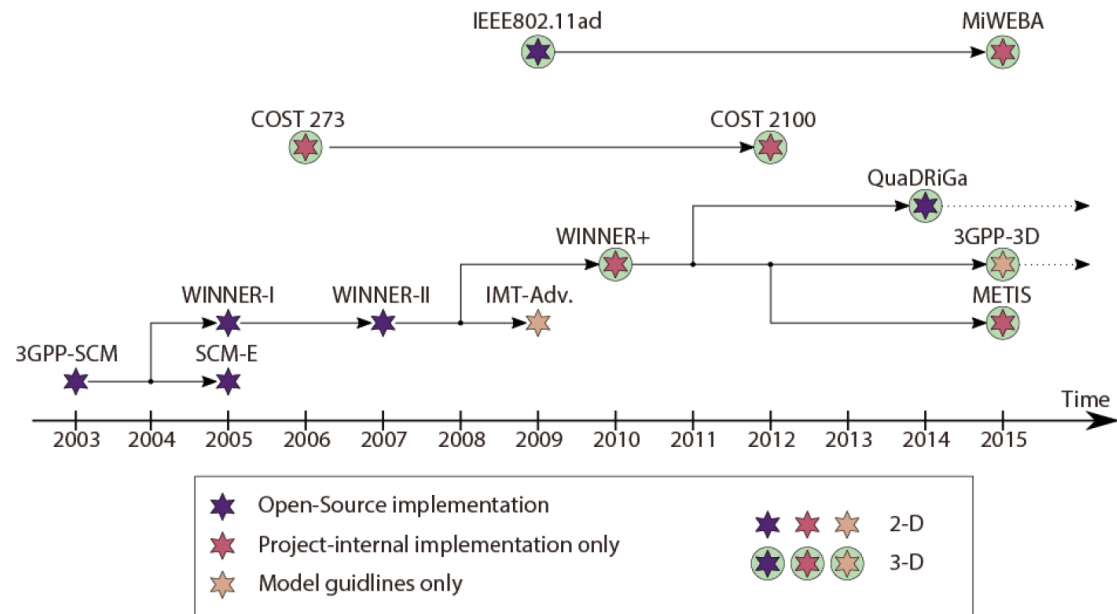


Figura 1.1: Evolución de los modelos de canal para comunicaciones 4G y 5G [7].

En los modelos iniciales, una de las limitaciones más importantes era la de ser modelos bidimensionales (2D), además de su restricción bandas de frecuencias menores a los 6 GHz. Finalmente, en el proyecto WINNER+ se desarrolló un modelo 3D que era capaz de soportar simulaciones de grandes arrays, lo cual es un gran interés para MIMO masivo y beamforming 3D. En el 2010 concluye WINNER+, aportando líneas generales del modelo, pero no una implementación [18]. En paralelo a otros trabajos del 3GPP y de los proyectos WINNER, existen modelos como los COST 273, COST 2100 y COST IC1004 que aportan mejoras como interrelación entre ángulos de salida y de llegada, que proporcionan consistencia espacial necesaria para análisis de técnicas MIMO y de beamforming, aparte del concepto de regiones de visibilidad que permiten dar cuenta de las variaciones del escenario debido al cambio de las posiciones relativas entre transmisor y receptor [19-21].

Debido al gran interés en modelos 3D que aporte consistencia espacio-temporal, se siguen impulsando nuevo desarrollos; como por ejemplo el modelo inicial 3GPP ha ido evolucionado hacia el modelo 3GPP-3D [22], de tal forma que se ha convertido en un importante estándar, gracias al cual se realizan nuevas contribuciones que se llevan a cabo con su aproximación inicial, realizando aportaciones y mejoras compatibles con éste. En dicho sentido, cobra especial relevancia el simulador QuaDRiGa (QUAsi Deterministic Radio channel Generator) desarrollado por el Instituto Fraunhofer Heinrich Hertz de Alemania [23], el cual es la primera implementación de abierta del modelo 3GPP-3D. Entre los principales esfuerzos para alcanzar un modelo de canal 5G estandarizado, se ha de destacar la publicación 5GCM (5G Channel Model for bands up to 100 GHz) White Paper [24], en donde se resume la visión y conclusiones de importantes actores internacionales, académicos e industriales. Por otro lado, las contribuciones más recientes se han desarrollado en proyectos europeos como METIS [4], [25] y MiWEBA (Millimetre-Wave Evolution for Backhaul and Access) [26]. En EEUU se destaca el modelo desarrollado por Universidad de Nueva York [27], realizado por el profesor Rappaport. En la actualidad, cabe destacar el proyecto europeo mmMAGIC [6], el cual tiene entre sus objetivos completar y mejorar un modelo de canal 5G compatible con los anteriores modelos, principalmente con el modelo 3GPP-3D. Para ello, se realizan actualmente campañas de medidas para completar la información en las nuevas bandas frecuencias y distintos entornos de propagación.

Actualmente, todavía no han sido definidas las bandas frecuenciales que serán asignadas a la 5G, pero tanto en Europa como en Estados Unidos se ha reservado la banda de 3 a 4 GHz para los primeros despliegues de la 5G. En el proyecto europeo METIS se ha realizado un estudio de las bandas potenciales a asignar [4], distinguiendo entre bandas con alta prioridad, media y baja. Aquellas bandas de alta prioridad son las que están libres actualmente, siendo posible su asignación a los sistemas 5G con anchos de banda del orden de GHz. Las bandas con prioridad media son en las que actualmente existen sistemas ya desplegados que podrían acomodarse en otras bandas del espectro, o bandas donde se podrían usar anchos de banda del orden de centenas de MHz. Sin duda alguna, los estudios de propagación y de modelado de canal realizados desde el sector académico e industrial van a condicionar la armonización y asignación del espectro en próximas reuniones de la Conferencia Mundial de Radiocomunicaciones.

1.2 Objetivos:

Los objetivos fundamentales de este proyecto tienen como fin colaborar en el desarrollo de futuros sistemas de 5G. Para ello, se han realizado dos campañas de medidas en el Edificio José Luis García García de la Universidad de Cantabria en la banda de 3 a 4 GHz, banda prevista para la ubicación de los primeros sistemas 5G por debajo de los 6 GHz, con el fin de caracterizar y analizar los parámetros más importantes del canal radio banda ancha. Además de lo anterior, se analizarán parámetros importantes del canal MU-MIMO, los cuales nos informarán finalmente de la eficiencia espectral (bps/Hz) o capacidad del sistema.

- En el Capítulo 2 de dicho proyecto se profundizará en los modelos de propagación basados en el Trazado de Rayos para acabar enfatizando aquí en CINDOOR, un programa de simulación de canal desarrollado por el grupo GISAR (Grupo de Ingeniería de Sistemas, Antenas y Radiopropagación) del Departamento de Ingeniería de Comunicaciones (DICOM) de la Universidad de Cantabria. Por otro lado, se presentarán las campañas de medidas realizadas, los entornos caracterizados y las posiciones donde se han medido los niveles de señal. Además, de dichos entornos se presentarán los modelos empleados durante las simulaciones de CINDOOR, así como sus características principales. Finalmente, el Capítulo 2 presentará teóricamente la interpretación y obtención de los parámetros más importantes en el canal banda ancha: Pérdidas de Propagación, Dispersión Temporal y Selectividad Frecuencial.
- En el Capítulo 3 se presentarán los resultados obtenidos, tanto de las medidas como de las simulaciones, de los parámetros del canal banda ancha mencionados anteriormente en el Capítulo 2. Excepto para las pérdidas de propagación, se han realizado Funciones de Probabilidad Acumulada (CDF, Cumulative Distribution Function), una forma alternativa para interpretar resultados y dar de cada entorno una visión más global de sus parámetros.
- En el Capítulo 4 se estudiará el concepto de canal MU-MIMO en el canal ascendente (UL, Up-Link) para calcular parámetros que permitan determinar Condiciones Favorables de Propagación, ortogonalidad entre canales, y finalmente calcular la capacidad de los entornos medidos.
- Finalmente, en el Capítulo 5 se expondrán las conclusiones obtenidas en este estudio, y presentar futuras líneas de investigación.

Bibliografía:

- [1] UMTS, "Mobile Traffic Forecasts 2010-2020 Report," UMTS Forum, Enero 2011.
- [2] Cisco, "Cisco Visual Networking Index: Global Mobile Data Traffic Forecast Update: 2013-2018," Cisco, Febrero 2014.
- [3] Samsung R&D, "5G Vision," Febrero 2015.
- [4] FP7 European Project METIS (Mobile and Wireless Communications Enablers for the Twenty-Two (2020) Information Society) 2012. [Online].
Available: <https://metis2020.com/>
- [5] FP7 European Project 5G NOW (5th Generation Non-Orthogonal Waveforms for Asynchronous Signalling) 2012. [Online]. Available: <http://www.5gnow.eu/>
- [6] European Project mmMAGIC (Millimetre-Wave Based Mobile Radio Access Network for Fifth Generation Integrated Communications). Deliverable 2.1: "Measurement Campaigns and Initial Channel Models for Preferred Suitable Frequency Ranges". 2016. [Online]
Available: <https://5g-mmmagic.eu/>.
- [7] T. E. Bogale y L. B. Le, "Massive MIMO and mmWave for 5G Wireless hetnet," IEEE Vehicular Technology Magazine, Vol. 11, No. 1, pp. 64-75, 2016.
- [8] Jeffrey y otros, "What will 5G be?," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 32, No. 6, 2014.
- [9] A. Lozano, R. W. Heath y J. G. Andrews, "Fundamental limits of cooperation," IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 59, No. 9, pp. 5213-5223, 2013.
- [10] J. G. Andrews, H. Claussen, M. Dohler, S. Rangan y M. C. Reed, "Femtocells: Past, present, future," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 30, No. 3, pp. 497-508, 2011.
- [11] R. W. Heath, S. W. Peters, Y. Wang y J. Zhang, "A current perspective on distributed antenna systems for the downlink of cellular systems," IEEE Communications Magazine, Vol. 51, No. 4, pp. 161-167, 2013.
- [12] R12-WP5D-C-0258, "Technical Feasibility of IMT in the bands above 6 GHz," ITU, Enero 2013.
- [13] Recommendation ITU-R M.2083-0, "IMT Vision – Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2020 and beyond," ITU, Septiembre 2015.
- [14] T. S. Rappaport, R. W. Heath, R. C. Daniels y J. N. Murdock, Millimeter waves wireless communications. Prentice Hall. 2016.
- [15] Young-Han Nam y otros, "Full Dimension MIMO (FD-MIMO) for Next Generation Cellular Technology," IEEE Communications Magazine, Vol. 51, No. 6, pp. 172-179, 2013.
- [16] 3GPP TR 25.996, "Spatial channel model for multiple input multiple output (MIMO) simulations," v6.1.0, Diciembre 2003.
- [17] European WINNER+ Project (Wireless Worlds Initiative New Radio+). 2008. [Online].
Available: <http://projects.celtic-initiative.org/winner+/>
- [18] CP5-026 WINNER+, Deliverable 5.3 Version 1.0 "WINNER+ Final Channel Models", Jun. 2010.
- [19] L. Liu, C. Oestges, J. Poutanen, K. Haneda, P. Vainikainen, F. Quitin, F. Tufvesson, and P. D. Doncker, "The COST 2100 MIMO channel model," IEEE Communications Magazine, Vol. 19, No. 6, pp. 92-99, 2012.
- [20] COST IC1004 White Paper on Channel Measurements and Modeling for 5G Networks in the Frequency Bands above 6 GHz. Editor: Sana Salous, Abril, 2016.
- [21] S Salous, V. D. Esposti, F. Fuschini, D. Dupleich, R. Müller, R. S. Thomä, K. Haneda, J.-M. Molina, J. Pascual, D. P. Gaillot, M. Nekowee y S. Hur, "Millimeter-wave propagation," IEEE Antennas and Propagation Magazine, pp. 115-127, Dec. 2016.
- [22] 3GPP TR 36.873, "Study on 3D channel model for LTE," v12.2.0, June 2015.

- [23] Quasi Deterministic Radio Channel Generator. User Manual, v1.4.8-571 Fraunhofer Heinrich Hertz Institute. Germany. 2016.
- [24] 5GCM White Paper, “5G Channel Model for bands up to 100 GHz,” Dec 2015.
Available: <http://www.5gworkshops.com/>
- [25] FP7 European Project METIS II (Mobile and Wireless Communications Enablers for the Twenty-Two (2020) Information Society-II) 2015. [Online]. Available: <http://5g-ppp.eu/metis-ii/>
- [26] FP7-ICT-608637, MiWEBA, Deliverable 5.1, v1.0 “Channel modelling and characterization,” June 2014.
- [27] M. K. Samimi, T.S. Rappaport, “Statistical channel model with multi-frequency and arbitrary antenna beamwidth for millimeter-wave outdoor communications,” in Proc. IEEE GLOBECOM 2015, San Diego, CA, USA, Dec. 2015.

Capítulo 2: Simulación mediante Trazado de Rayos del Canal Radio.

2.1 Modelos de propagación basados en Trazado de Rayos:

Los modelos específicos del entorno tienen en cuenta las propiedades geométricas y electromagnéticas de los edificios y obstáculos para realizar un modelo preciso. Los modelos de propagación específicos del entorno (también llamados modelos deterministas) se apoyan en la teoría de la propagación electromagnética. A diferencia de los modelos empíricos estos no requieren un gran número de medidas, pero en su lugar es necesario una descripción lo más exacta posible del entorno, geométrica y electromagnética.

El cálculo de la propagación podría realizarse de manera exacta mediante las ecuaciones de Maxwell, con la geometría del entorno como condiciones de contorno, sin embargo, este método riguroso es complejo y computacionalmente muy costoso.

La técnica más usada para el cálculo de la señal, de la respuesta al impulso, la dispersión del retardo y otros parámetros de interés del canal es la técnica de trazado de rayos. Esta técnica parte del postulado en el cual a frecuencias suficientemente altas las ondas se comportan como rayos, lo cual facilita los cálculos ya que toda interacción del rayo con el entorno se modela con la teoría de la reflexión, la transmisión y la difracción basada en la Óptica Geométrica y la teoría Geométrica de la Difracción (GO/GTD).

La localización de transmisores y receptores se define con sus coordenadas espaciales x , y , z . El resto del entorno es modelado por superficies planas con grosor determinado y permitividad compleja. Los rayos se reflejan en las superficies o se transmiten a través de las paredes hasta alcanzar el receptor. Los algoritmos usados en el trazado de rayos se clasifican en dos: aquellos basados en la teoría de las imágenes y los que usan el método de muestreo espacial (brute force ray tracing o shooting and bouncing ray tracing method).

La teoría de las imágenes asume que cada placa es un espejo. En el caso de visión directa el rayo se traza uniendo los dos puntos (transmisor con receptor). En el caso de una reflexión simple, se supone que existe una fuente imagen al otro lado del espejo, el punto de intersección de la cara del espejo con la línea que une la fuente imagen y el receptor es el punto de reflexión especular, en ese caso el camino de propagación es la unión de dicho punto de reflexión con el receptor. En el caso de múltiples reflexiones primero se busca la imagen de la fuente con respecto al espejo respecto a una placa determinada, después se encuentra una imagen de la fuente imagen con otra placa, así hasta llegar al receptor y tener todos los puntos de reflexión cuyo camino de múltiple reflexión se genera uniendo todos los puntos de todas las reflexiones de ese rayo. Este método se conoce como trazado de rayos hacia adelante (forward ray-tracing) pero también es posible realizar el proceso a la inversa, del receptor a transmisor, conocido como trazado de rayos hacia atrás (backward ray-tracing).

La técnica del muestreo espacial tiene en cuenta todos los posibles caminos de propagación. Los transmisores y receptores se modelan como puntos en el espacio tridimensional. Para determinar todos los rayos que puedan llegar al receptor se consideran todos los posibles ángulos de salida del transmisor y de llegada al receptor. Por consiguiente, el rayo se descompone en un “árbol de rayos” en el cual se ve cada uno de los posibles rayos en las superficies planas del modelo. Los rayos son lanzados desde el transmisor en un conjunto de direcciones angularmente equiespaciadas para que se cubra una esfera en torno al mismo. Primeramente, el modelo observa si hay o no hay línea de visión directa (L.O.S. Line

Of Sight) y si la hay calcula la señal recibida. Después traza un rayo en una dirección y contempla si hay interacción con algún objeto, si no la hubiera detendría el proceso y generaría otro rayo en otra dirección. Si se produce una intersección con un obstáculo se descompone el rayo incidente en uno transmitido y otro reflejado, que se trazan de la misma manera hasta la siguiente intersección continuando el proceso hasta que la intensidad del rayo decae por debajo de un valor umbral, se alcance el receptor o no se produzcan más intersecciones. El receptor no puede ser considerado como un solo punto, pues sería prácticamente imposible que le llegase algún rayo, en su lugar se considera una esfera en torno al receptor, tal que si un rayo la atraviesa contribuiría a la señal recibida. El radio de dicha esfera es directamente proporcional al camino que separa transmisor y receptor y a la separación angular entre rayos de tal manera que un único rayo atraviese el receptor por un solo camino. Si el radio fuera grande podría suceder que dos rayos atravesaran la esfera con el mismo camino, sobreestimando la señal recibida. Si fuese demasiado pequeño sería posible que ningún rayo atravesase la esfera.

Tanto la realización de medidas (métodos empíricos) como la simulación (métodos específicos) dan como resultado una señal compleja debido a las rápidas variaciones de esta frente al multicamino. Dicha naturaleza de las señales hace necesaria una caracterización estadística de ellas. Se puede hacer otra clasificación de los modelos, llamando a los modelos estadísticos modelos empíricos, ya que tienen su origen en la realización de medidas y a los modelos específicos o deterministas modelos físicos ya que es necesario algún modelo físico de propagación. Esta última clasificación tiene la ventaja de que pone de manifiesto el hecho de que en ambos casos se puede obtener una descripción estadística del canal radio.

2.2 El programa de simulación CINDOOR:

CINDOOR es un programa desarrollado por el grupo GISAR (Grupo de Ingeniería de Sistemas, Antenas y Radiopropagación) del Departamento de Ingeniería de Comunicaciones de la Universidad de Cantabria. Es una herramienta de ayuda al diseño, planificación e implementación de sistemas de comunicaciones inalámbricas en entornos cerrados (túneles, edificios, microceldas y picoceldas urbanas, además de permitir el análisis de interacción interior/exterior). Dicho programa ofrece una serie de resultados: mapa de cobertura, estadística de desvanecimientos, perfil potencia retardo y parámetros como la dispersión del retardo y el ancho de banda de coherencia. CINDOOR está basado en un modelo de propagación específico del entorno que usa las técnicas de trazado de rayos mediante la unión de la Óptica Geométrica y la Teoría Uniforme de la Difracción (GO/UTD).

El análisis de la radiopropagación a alta frecuencia está basado en la definición de un modelo geométrico y electromagnético del entorno. El modelo utilizado por CINDOOR está formado por facetas planas y por las aristas definidas entre ellas, llamado también modelo de facetas y aristas (facet-edge model). Para la definición del modelo geométrico del entorno solo es necesario el apoyo en una herramienta CAD de diseño geométrico que soporte el formato de salida DXF. Otra forma puede ser mediante la creación del modelo escribiendo en un fichero de texto, respetando el formato necesario. El modelo debe representar también las características electromagnéticas del entorno: la constante dieléctrica de los materiales y su conductividad, así como su rugosidad si ésta es relevante según el criterio de Rayleigh.

2.2.1 Modelo de propagación GO/UTD:

Consiste en la combinación de la Óptica Geométrica con la Teoría Uniforme de la Difracción. Según esta aproximación la propagación radioeléctrica puede modelarse mediante rayos, cada uno lleva asociado un frente de ondas, un valor vectorial del campo electromagnético y un término de fase.

Conociendo el campo en un punto Q_i puede calcularse en otro punto Q_s mediante la expresión (2.1):

$$\bar{E}(Q_s) = \bar{E}(Q_i) A(s) e^{-jks} \quad (2.1)$$

Donde “s” es la distancia entre Q_i y Q_s , e^{-jks} es la variación de fase entre esos puntos y $A(s)$ es el término de amplitud de la pérdida de potencia de la señal al propagarse y depende del frente de ondas asociado al rayo.

Si entre los puntos anteriores el rayo interceptase una placa del modelo geométrico (pared, techo, suelo, etc.) el campo sufre una atenuación:

$$\bar{E}(Q_s) = \bar{E}(Q_i) \bar{T} A(s) e^{-jks} \quad (2.2)$$

Donde \bar{T} es la matriz de transición que recoge las características electromagnéticas de la placa interceptada, el ángulo de incidencia y la polarización.

Otro mecanismo importante es el acoplo transmisor-receptor cuando un rayo alcanza a este último después de haber sido reflejado por una placa del modelo. En este caso, el campo en Q_s se puede calcular a partir del valor del campo en el punto de reflexión Q_r :

$$\bar{E}(Q_s) = \bar{E}(Q_i) \bar{R} A'(s) e^{-jks} \quad (2.3)$$

En dicha expresión, \bar{R} es la matriz de reflexión, la cual recoge todos los cambios de magnitud, fase y polarización que sufre el campo, s es la distancia entre Q_r y Q_s y $A'(s)$ depende en general de la curvatura de la superficie, siendo en superficies planas $1/s$.

Las matrices de transmisión y reflexión, \bar{T} y \bar{R} son simplificables a matrices 2x2 si el campo se expresa en el sistema de coordenadas asociado al rayo.

$$\bar{T} = \begin{pmatrix} T_{\parallel} & 0 \\ 0 & T_{\perp} \end{pmatrix} \quad (2.4) \quad \bar{R} = \begin{pmatrix} R_{\parallel} & 0 \\ 0 & R_{\perp} \end{pmatrix} \quad (2.5)$$

Donde $T_{\parallel,\perp}$ y $R_{\parallel,\perp}$ son los coeficientes de transmisión y reflexión para las componentes perpendicular y paralela al plano de incidencia.

Finalmente, si el acoplo transmisor-receptor se debe a un rayo difractado, la expresión (2.9) relaciona ambos tal que:

$$\bar{E}(Q_s) = \bar{E}(Q_d) \bar{D} A''(s) e^{-jks} \quad (2.6)$$

Donde Q_d es el punto de difracción, " s " es la distancia entre Q_d y Q_s y \bar{D} es la matriz de difracción, que relaciona los campos antes y después de ésta.

2.2.2 Trazado de rayos:

En CINDOOR el acoplo entre antena transmisora y receptora se obtiene combinando los diferentes mecanismos de propagación: rayo directo, primera, segunda, tercera y cuarta reflexión; rayos simple y doblemente difractados; y combinaciones de ambos (reflexión-difracción y viceversa). Que cada mecanismo tenga asociado un rayo hace necesario un método eficiente de trazado para reducir los tiempos de procesado.

CINDOOR usa una técnica de trazado de rayos basada en la teoría de las imágenes junto al algoritmo BSP (Binary Space Partitioning). La teoría de las imágenes es aplicada al trazado de rayos sobre las facetas del modelo, caracterizando mediante un algoritmo recursivo las reflexiones y difracciones en las placas. Para el cálculo de los puntos de difracción se tienen en cuenta todas las aristas del modelo. Todos los parámetros necesarios para calcular el campo radiado se obtienen independientemente del tipo de placa analizada, usando un sistema de coordenadas con el eje z coincidente a la normal de la placa. El algoritmo BSP se utiliza para crear un árbol binario a partir de las placas de la escena, lo cual es útil para determinar que placas del modelo son atravesadas [1].

2.3 Entornos bajo análisis y campañas de medidas.

2.3.1 Entornos medidos y simulados con CINDOOR.

El entorno bajo estudio, donde se han llevado a cabo las medidas y las simulaciones, consiste en dos localizaciones de interior distintas de un edificio de 93 x 52 metros, el Edificio José Luis García García (Departamento de Ingeniería de Comunicaciones de Universidad de Cantabria, DICOM). En cuanto a los dos escenarios de medidas, son los mostrados en la Figura 2.1.

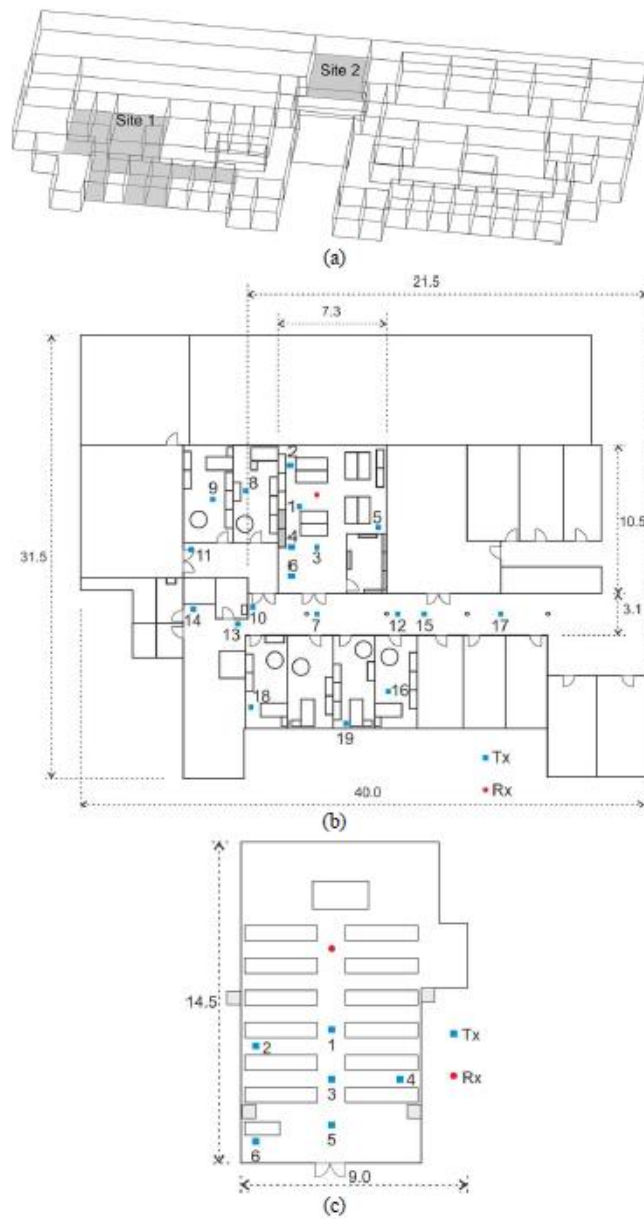


Figura 2.1: Entornos con detalles de las posiciones transmisoras y receptoras, dimensiones en metros. (a): Vista 3D de todo el edificio. (b): Entorno 1, vista superior. (c): Entorno 2, vista superior.

El primero entorno, al cual se le llamará entorno GISAR 220 (mostrado en la Figura 2.1 (b)), está básicamente formado por una zona de oficinas unidas mediante un gran pasillo con columnas y un laboratorio de investigación, donde se ubicó el escáner receptor. Dicho laboratorio es rico en elementos como ordenadores, pantallas, escritorios y armarios de madera, además de otros armarios metálicos. Por otro lado, el entorno restante (denotado entorno Multiusos, Figura 2.1(c)) es una zona de reuniones formada por seis columnas de mesas de madera, una pizarra y sillas.

Con respecto a los materiales del edificio, éste dispone de paredes hechas con pladur, suelos, techos y columnas de hormigón y posee muchos elementos dispersores metálicos como pueden ser puertas, armarios o radiadores. Es importante destacar que en el segundo emplazamiento, la pared trasera consiste en un muro de hormigón de 1 m de espesor y la pared delantera está ocupada en gran medida por una puerta metálica. El receptor fue ubicado simétricamente entre dichas dos paredes para observar a distintas distancias las interacciones de la señal con el entorno de forma controlada. Además, para garantizar condiciones estacionarias (ausencia de movimiento) en el canal se realizó la campaña de medidas evitando en lo posible el movimiento de personas en el entorno, con todas las puertas cerradas excepto la puerta frontal del laboratorio.

Por último, como se puede observar en la Figura 2.1, se han ubicado en los dos entornos distintos transmisores, habiendo considerado el análisis del canal banda ancha tanto en condiciones LOS (Línea de Visión Directa, Line-Of-Sight) como NLOS (Non-LOS). En el entorno GISAR 220 se ha realizado una campaña de medidas de 19 posiciones, tanto LOS como NLOS, mientras que en la habitación Multiusos se midieron solo 6, únicamente en condiciones LOS.

Dichos entornos han sido modelados mediante CINDOOR para simular cada uno de sus transmisores, con el fin de contrastar los resultados simulados con los obtenidos por la campaña de medidas. A continuación, en la Figura 2.2, se presentan los modelos geométricos para los entornos GISAR 220 y Multiusos:

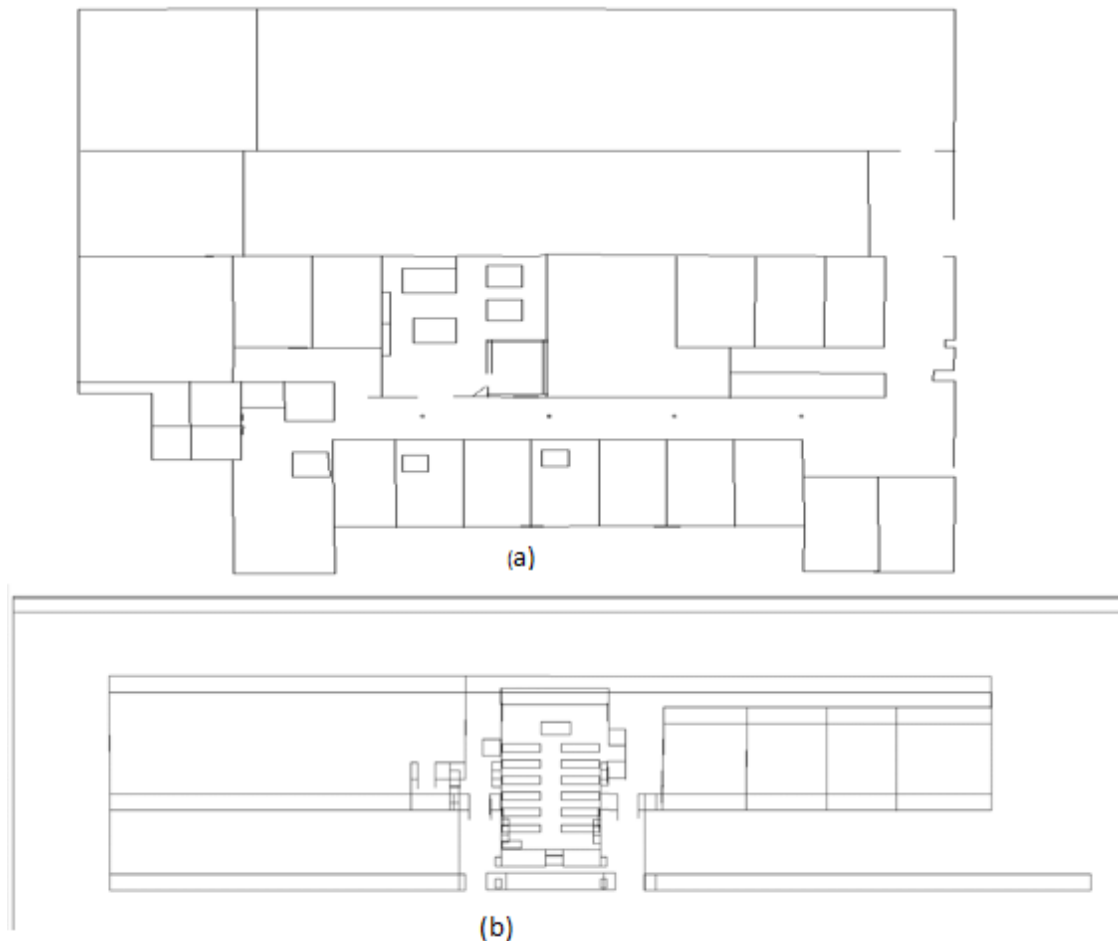


Figura 2.2: Modelos geométricos utilizados en CINDOOR. (a): Entorno GISAR 220. (b): Entorno Multiusuarios.

A continuación, se resumen las propiedades electromagnéticas más relevantes de los

Propiedades placas	Permitividad	Conductividad (S/m)	Pérdidas (dB)	Grosor (cm)	Rugosidad (m)
Ladrillo	3.75	0.038	13.00001	-----	0
Hormigón	15	7	12.00001	-----	0
Pladur	2.94	0.0281	3.00001	-----	0
Cristal	6.27	0.0192	3.500001	-----	0
Metal	1	10^{10}	100.00001	-----	0
Madera	1.99	1.99	Calculadas con CINDOOR	3.00001	0
Revestimiento de techo	1.5	0.0214	Calculadas con CINDOOR	1.00001	0

materiales de los modelos en la Tabla 2.1:

Tabla 2.1: Modelado de materiales para los Entornos GISAR 220 y Multiusuarios.

Los parámetros electromagnéticos de los materiales se han obtenido de la recomendación ITU-R p.2040-1 [2]. Sin embargo, los parámetros de hormigón han sido sustituidos por valores que anteriormente han presentado buenos resultados en simulación. Por otro lado, existen materiales que no muestran valores numéricos en la Tabla para el valor de las pérdidas, siendo CINDOOR el encargado de calcularlas basándose en las constantes electromagnéticas y en el grosor de las estructuras, ya sean paredes, puertas o muebles.

2.3.2 Campaña de medidas:

El esquema de medida propuesto consiste fundamentalmente en un array virtual vertical en el extremo receptor y de una única antena en el transmisor. El array receptor permanece fijo en una posición determinada mientras que la antena transmisora es la que se mueve por el entorno de propagación bajo estudio. De esta forma el sistema de medida emula el enlace ascendente (Up-Link) de un sistema MIMO Multiusuario (MU-MIMO, Multi-User Multiple Input Multiple Output).

El sistema de medida está basado en el uso de un analizador de redes vectorial (VNA, Vector Network Analyser), en concreto se usó el modelo E8362A PNA. El VNA se utiliza como transmisor y receptor, la calibración se realiza en el extremo de los cables, de forma que el parámetro S_{21} resulta ser la función de transferencia del canal radio.

La campaña de medidas fue realizada de forma automática gracias a la combinación de distintos elementos de medida. Entre los principales, se ha de destacar el escáner plano, encargado del movimiento de la antena receptora, el cual estaba conectado y sincronizado con el analizador de redes vectorial. Dichos componentes se controlan remotamente desde un ordenador mediante bus RS-22, y un bus de interfaces de propósito general (GPIB, General Purpose Interface Bus).

El escáner plano consiste en dos motores y dos unidades lineales, organizadas de tal forma que la unidad linear vertical soporta el mástil de la antena y fijándose a la unidad lineal horizontal. Además, se dispone de material absorbente en forma de pirámide para recubrir los alrededores. El escáner permite al usuario mover la antena receptora en un plano vertical de hasta 1.38 x 0.81 metros en la zona.

En la caracterización del canal en un ancho de banda de 1 GHz, centrado en 3.5 GHz, se han medido 801 puntos frecuenciales en todo el ancho de banda (puntos uniformemente espaciados cada 1.25 MHz, lo que permite obtener la respuesta impulsiva mediante la transformada de Fourier con un tiempo de 800 ns sin solapamiento. Además, la antena transmisora ha sido colocada encima de un mástil de teflón con una altura de 1.48 m, considerando la misma altura respecto al centro del array. La generación de dicho array de posiciones de antenas receptoras es posible gracias al movimiento en vertical de la antena receptora, creando un mallado de 7 x 7 posiciones distintas separadas una distancia $\frac{\lambda}{4}$, calculada a la frecuencia central de 3.5 GHz lo cual hace un valor de espaciado de 21 mm.

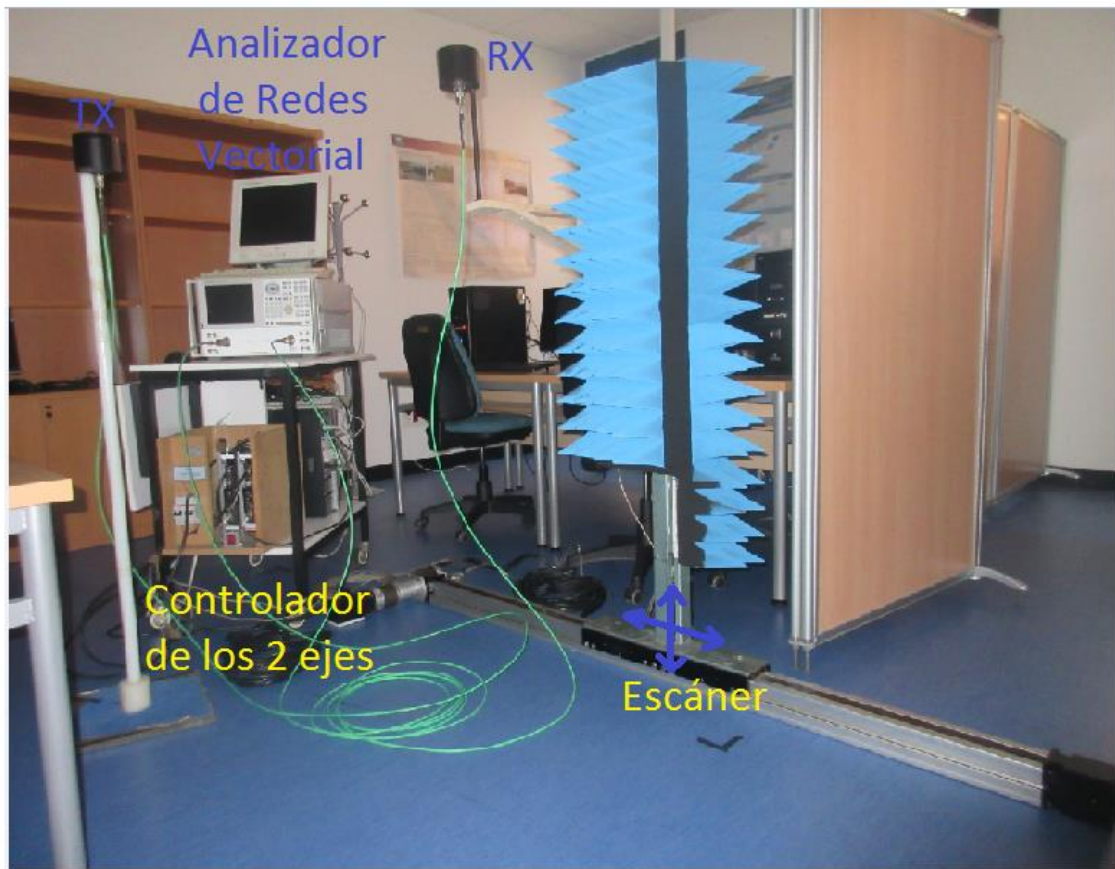


Figura 2.3: Sistema de medida utilizado.

2.4 Parámetros del canal Banda Ancha:

Para los entornos que han sido presentados en la Figura 2.2 del anterior apartado, se han procesado y analizado los parámetros más importantes del canal banda ancha. Este apartado se centrará en explicar teóricamente dichos parámetros:

2.4.1 Pérdidas de propagación (Path-Loss):

En el caso de señales con gran ancho de banda (UWB, Ultra-Wide Band), que superan los anchos de banda de coherencia del canal, es necesario calcular las pérdidas teniendo en cuenta la selectividad frecuencial del canal, pues éste no atenuará por igual en toda la banda. Existe una generalización de la fórmula de Friis para el caso de señales UWB, presentadas en [3], para el caso de un entorno con propagación arbitraria, es posible obtener una expresión para el cálculo de las pérdidas en el dominio de la frecuencia, usando el Teorema de Parseval [4]. Si consideramos que $h[n]$ es la respuesta impulsiva del canal (CIR, Channel Impulse Response) medida en el receptor con N muestras temporales se puede definir la ganancia del canal (PG) como:

$$PG = \frac{P_r}{P_t} = \sum_{n=0}^{N-1} |h[n]|^2 = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |H[k]|^2 \quad (2.7)$$

Donde P_r es la potencia recibida, P_t es la potencia transmitida normalizada a la unidad y $H[k]$ representa la función de transferencia compleja del canal (CTF, Channel Transfer Function) en el receptor. Gracias al proceso de medida y de calibración seguido para la campaña, se verifica que:

$$H[k] = S_{21}[k] \quad (2.8)$$

Donde $S_{21}[k]$ representa el parámetro de Scattering de la k -ésima muestra frecuencial. La CTF incluye las funciones de transferencia de las antenas, dependientes de sus patrones de radiación y ganancias. Para calcular las pérdidas de propagación, H debe ser corregido con las ganancias de las antenas (g_t y g_r) asociadas a cada muestra:

$$H'[k] = \frac{H[k]}{\sqrt{g_t[k] g_r[k]}} = \frac{S_{21}[k]}{\sqrt{g_t[k] g_r[k]}} \quad (2.9)$$

Finalmente, las pérdidas de propagación en banda ancha son obtenidas en el dominio de la frecuencia siguiendo la expresión (2.10):

$$PL(dB) = 10 \log_{10}\left(\frac{1}{PG}\right) = -10k = 10 \log_{10}\left(\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \left(\frac{|S_{21}[k]|^2}{\sqrt{g_t[k] g_r[k]}}\right)\right) \quad (2.10)$$

Donde N es el número de muestras frecuenciales medidas.

Existe un modelo de pérdidas de propagación comúnmente aceptado, el cual ha sido considerado para representarlo junto con las pérdidas, está basado en una ley potencial con la distancia, siendo las pérdidas en dB a una distancia dada, d , entre un transmisor y un receptor:

$$PL(d) = PL_0(dB) + 10\gamma \log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) + N_\sigma \quad (2.11)$$

Donde PL_0 representa las pérdidas a una distancia de referencia (d_0), en nuestro caso siendo de 1 m. Además, γ es el exponente de propagación (siendo éste 2 para el espacio libre) y N_σ es

una variable aleatoria distribuida por una normal, con una desviación estándar σ , que toma cuenta de las variaciones lentas del canal o Shadowing. [3]

- **Simulación de las pérdidas de propagación:**

Las pérdidas de propagación es uno de los parámetros más importantes a la hora de evaluar el canal radio, pues nos da información acerca del nivel de potencia con el que se debería transmitir para que un receptor pueda llegar a medir señal por encima de su sensibilidad. También nos informa, mediante mapas de coberturas, las zonas potencialmente conflictivas donde la señal no llega con suficiente potencia.

Debido a que los resultados de medida no son más que niveles de voltajes recibidos por una antena, es inmediata su conversión a potencia recibida. Una vez calculada, es fácil obtener el parámetro de pérdidas mediante un balance de enlace, pues se conocen las características del equipo transmisor/receptor y de las antenas utilizadas.

Las simulaciones de las pérdidas de propagación se han llevado a cabo desde la frecuencia inicial de 3 GHz hasta 4 GHz, con un paso de 10 MHz, haciendo un total de 101 (100 mas la central) frecuencias distintas.

En el caso del Path-Loss se incluirán las contribuciones a la señal debidas a los mecanismos de acoplo que se muestran en la Tabla 2.2. Mediante un estudio de convergencia inicial se determina que éstos son suficientes para tener una buena aproximación de los niveles de potencia sin que aumenten excesivamente los tiempos de cálculo:

Contribución	Abreviatura
Rayo Directo	RD
Primera Reflexión	R^1
Segunda Reflexión	R^2
Tercera Reflexión	R^3
Primera Difracción	D^1
Reflexión- Difracción	R-D
Difracción-Reflexión	D-R

Tabla 2.2: Contribuciones utilizadas en el análisis de las pérdidas de propagación.

2.4.2 Dispersión temporal: RMS Delay Spread.

La dispersión temporal causada por el canal sobre las señales transmitidas influye en el rendimiento de un sistema de comunicaciones banda ancha. En este caso, el PDP es la función fundamental de donde se derivan el retardo medio y el RMS Delay Spread. La dispersión temporal del canal es la causa de la selectividad en frecuencia de éste, y se obtiene mediante la función de auto correlación del canal en el dominio de la frecuencia. La selectividad frecuencial del canal es cuantificada con el ancho de banda de coherencia a distintos niveles de correlación.

La CIR puede ser obtenida aplicando la transformada inversa discreta de Fourier a la función de transferencia $H[k]$ que consta de 801 puntos frecuenciales equidistantes en una banda de 1 GHz. A la función de transferencia del canal medida se hace pasar por una ventana de Hanning, $W[k]$ para suavizar la respuesta impulsiva en el dominio del tiempo:

$$h[n] = \sum_{k=0}^{N-1} W[k]H[k] e^{j\frac{2\pi}{N}kn} \quad (2.12)$$

Finalmente el PDP es obtenido de $h[n]$ como:

$$P[n] = |h[n]|^2 \quad (2.13)$$

En la Figura 2.4 se pueden observar los PDP obtenidos para distintos entornos. Del entorno GISAR 220 LOS, se ha expuesto un PDP en donde es fácil discernir los tiempos de llegada del camino directo y algunas reflexiones, que dependen de los techos suelos o paredes, donde su retardo en exceso para un umbral de 30 dB es de 63 ns. Por otro lado, de ese mismo entorno, pero en situación NLOS se ha elegido el transmisor 14, en donde se puede observar que evidentemente el camino directo esta obstruido. La máxima contribución al PDP obtenida se produce unos nanosegundos después, siendo en este caso el retardo en exceso de 224 ns. Finalmente, en la Figura 2.4, también se muestra el transmisor 5 del entorno Multiusos, un transmisor claramente LOS. En este caso se pueden observar picos de alta potencia en distintos instantes de tiempo como consecuencia del confinamiento de la señal y de las múltiples reflexiones, siendo el retardo en exceso en este caso de 209 ns para un umbral de 30 dB, un valor aproximado al obtenido en el entorno GISAR 220 NLOS.

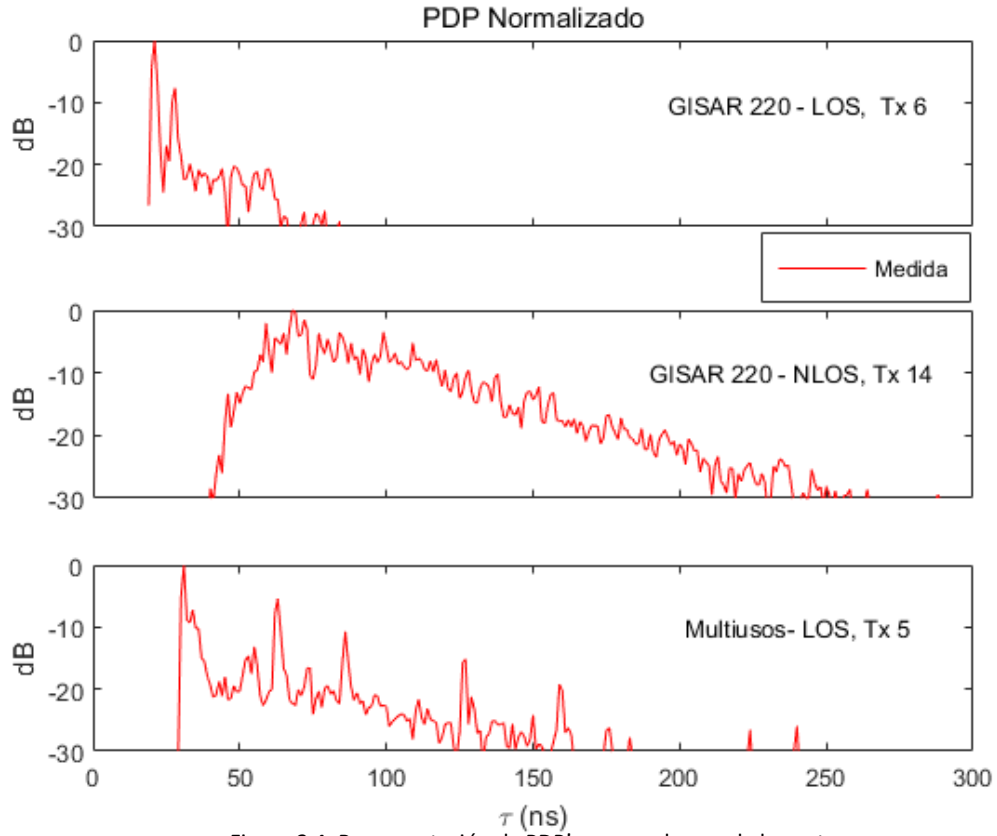


Figura 2.4: Representación de PDP's para cada uno de los entornos.

El RMS Delay Spread es un parámetro estadístico obtenido del PDP, y describe la dispersión temporal de la señal causada por el canal. Se calcula como la raíz cuadrada del segundo momento central considerando el PDP como una distribución estadística con una potencia asociada a cada retardo:

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N (\tau_n - \bar{\tau})^2 p[n]}{\sum_{n=1}^N p[n]}} \quad (2.14)$$

Donde τ_n es el n-ésimo tiempo de retardo en exceso y $\bar{\tau}$ se obtiene así:

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{n=1}^N \tau_n p[n]}{\sum_{n=1}^N p[n]} \quad (2.15)$$

2.4.3 Selectividad Frecuencial. Ancho de Banda de Coherencia:

La dispersión temporal producida por en canal aumenta la selectividad frecuencial del canal. En el caso de canales estacionarios de sentido amplio con dispersión no correlada (en inglés WSSUS Channel, Wide-Sense Stationary Uncorrelated Scattering Channel), la función de correlación frecuencial, denotada $R_{HH}[q]$ se puede obtener gracias a la Transformada de Fourier del PDP [5]:

$$R_{HH}[q] = \sum_{n=0}^{N-1} |h[n]|^2 e^{-\frac{j2\pi}{N}nq} \quad (2.16)$$

La función de correlación se normaliza con la potencia recibida total, $\sum_{n=0}^{N-1} |h[n]|^2$, para obtener un valor máximo de 1 para el valor $q=0$. De la función de correlación se pueden obtener anchos de banda de coherencia a distintos grados de correlación.

- Simulación de los parámetros temporales y frecuenciales del canal:

Los resultados de banda ancha nos dan una idea de los tiempos de llegada asociados a los rayos, así como del ancho de banda de coherencia para que el canal no distorsione la señal. Por otro lado, es posible obtener además el PDP o Power-Delay Profile que nos informa de los rayos que más contribuyen.

Como en banda ancha el RMS Delay Spread y el ancho de banda de coherencia, parámetros fuertemente dependientes del PDP, serán más exactos cuantos más efectos de canal se añadan a simulación, habrá que incluir más contribuciones al análisis en comparación con las simulaciones de pérdidas de propagación. Sólo se simulará a la frecuencia central de 3.5 GHz, en vez de a 101 frecuencias, debido a que CINDOOR calcula dichos parámetros en el dominio del tiempo. Para ello se ha considerado transmitir un pulso Gaussiano de duración 1.3 ns, puesto que posee aproximadamente un espectro en frecuencia de 1 GHz. Las contribuciones utilizadas para la simulación de los parámetros previamente mencionados son las mostradas en la Tabla 2.3.

Contribución	Abreviatura
Rayo Directo	RD
Primera Reflexión	R^1
Segunda Reflexión	R^2
Tercera Reflexión	R^3
Cuarta Reflexión	R^4
Primera Difracción	D^1
Segunda Difracción	D^2
Reflexión- Difracción	R-D
Difracción –Reflexión	D-R

Tabla 2.3: Contribuciones utilizadas en el análisis de los parámetros de Banda Ancha.

Bibliografía:

- [1] Susana Loredó Rodríguez. *Modelado de Canal Específico del Entorno para el Análisis y Simulación de Sistemas Vía Radio en Interiores*. Tesis Doctoral, Universidad de Cantabria, Enero de 2001.
- [2] Recomendación UIT-R P.2040-1 (07/2015), Efectos de los materiales de edificios y estructuras en propagación de ondas radio por encima de 100 MHz.
- [3] S. Promwong, J. Takada, Free space link budget estimation scheme for ultra wideband impulse radio with imperfect antennas. *IEICE Electronics Express*. 1(7), 188–192 (2004).
- [4] A.F. Molisch. *Wireless Communications*, 2nd ed. (John Wiley & Sons, England, 2011).
- [5] J.D. Parsons, *The Mobile Radio Propagation Channel*, 2nd edn. (John Wiley & Sons, England, 2000).

Capítulo 3: Caracterización del Canal Banda Ancha en la Banda de 3 a 4 GHz.

El propósito de este capítulo es el de presentar y comparar los resultados obtenidos tanto en campaña de medidas como en simulación. A continuación, se mostrarán los parámetros más importantes para la caracterización del canal Banda Ancha: por un lado, las pérdidas de propagación, y por otro, los RMS Delay Spread, Anchos de Banda de Coherencia al 0.5, 0.7 y 0.9 de grado de correlación y sus Funciones de Probabilidad Acumulada (CDF).

3.1 Pérdidas de propagación:

Las siguientes figuras (Fig.3.1, Fig.3.2 y Fig.3.3) muestran las pérdidas básicas de propagación en función de la distancia para los entornos GISAR 220 LOS, GISAR 220 NLOS y Multisusos. En las gráficas se comparan las medidas con las simulaciones, se representa la recta de ajuste lineal (LSF), y también las pérdidas en espacio libre (Friis) como referencia. Además de las gráficas, se recogen en la Tabla 3.1 los datos obtenidos mediante el ajuste lineal de las pérdidas, el cual fue presentado en el Capítulo 2, Ecuación (2.11). Se recuerda que en el caso de la Zona Multisusos se midieron y simularon 6 posiciones transmisoras, en GISAR 220 LOS 7 y en GISAR 220 NLOS 12.

- Zona GISAR 220 LOS:

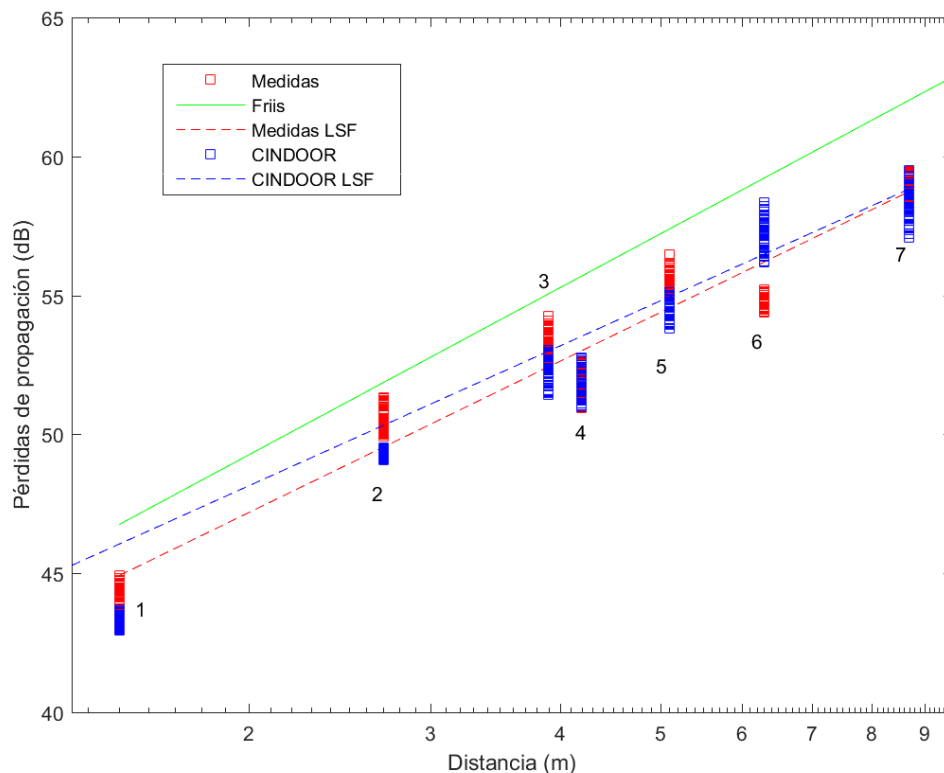


Figura 3.1: Pérdidas de propagación. Zona GISAR 220 LOS.

- **Zona GISAR 220 NLOS:**

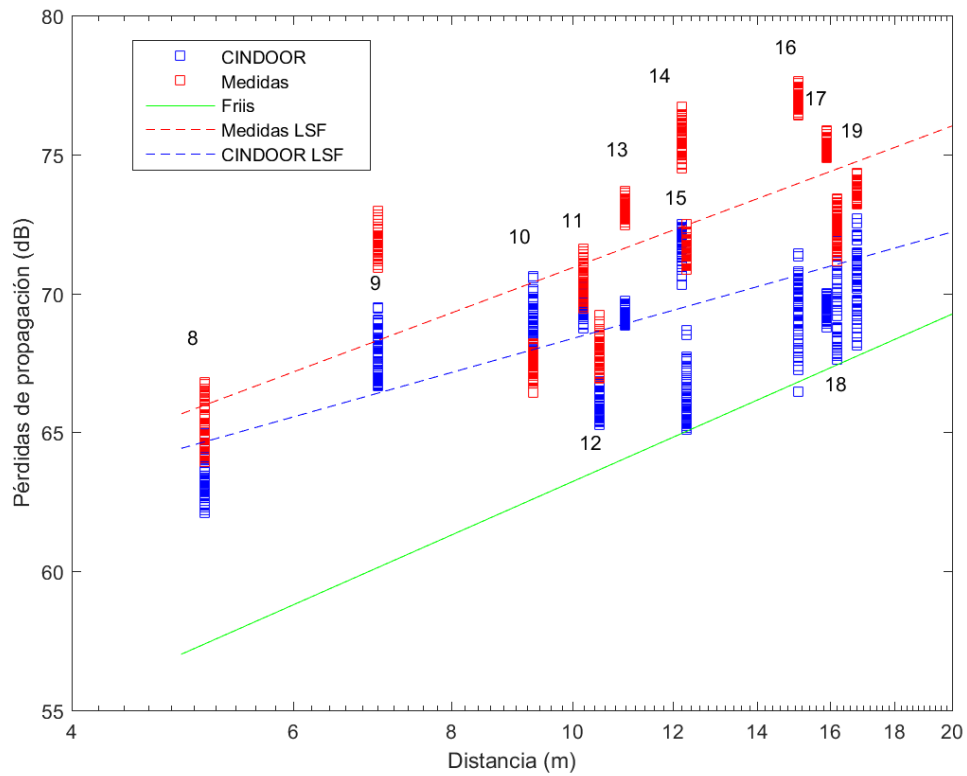


Figura 3.2: Pérdidas de propagación. Zona GISAR 220 NLOS.

- **Zona Multiusos:**

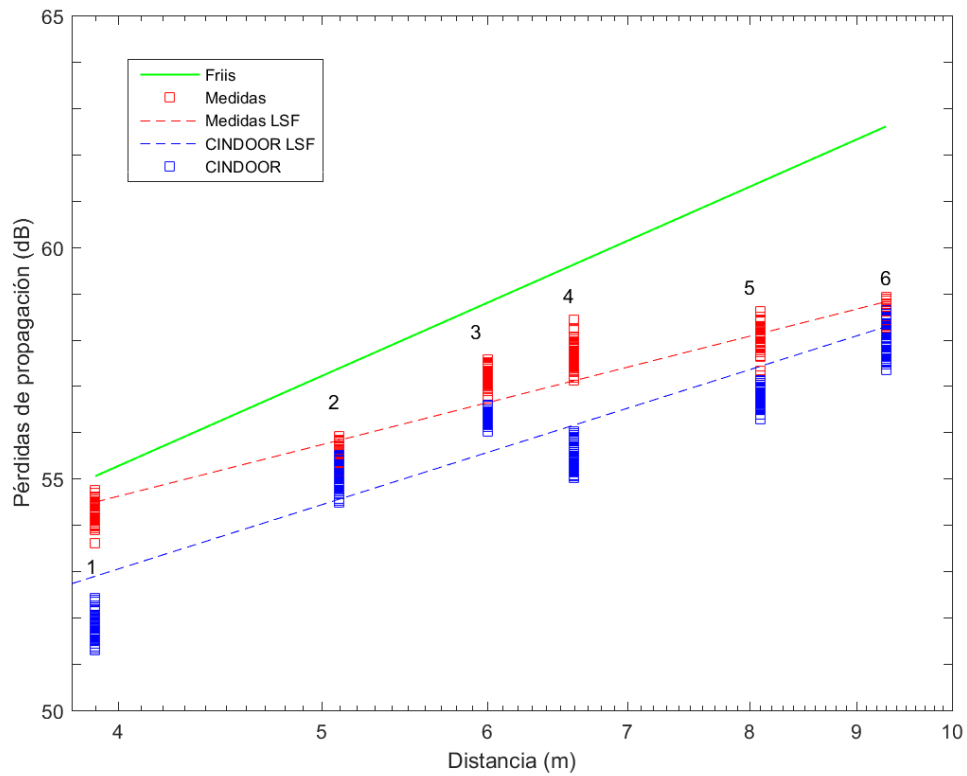


Figura 3.3: Pérdidas de propagación. Zona Multiusos.

- **Ajuste Lineal de las pérdidas de propagación:**

Los anteriores datos obtenidos han sido llevados mediante MATLAB a Polifit, para realizar un ajuste polinómico de dichos valores de pérdidas frente a la distancia, tal y como muestra la Ecuación (2.11) del Capítulo 2. Para cada caso, tanto medido como simulado, se ha obtenido la constante de recta (PL_0), la pendiente (γ), su coeficiente de determinación R^2 y la desviación estándar (σ) en dB. Además, para el caso de la constante y la pendiente se muestran los rangos para un 95% de intervalo de confianza.

Caso	γ ($\gamma_{95\%}$)	PL_0 ($PL_{0,95\%}$)	R^2	σ (dB)
GISAR 220 LOS (M)	1.81 (1.76-1.86)	41.72 (41.41-42.04)	0.94	1.06
GISAR 220 LOS (S)	2.01 (1.98-2.05)	40.05 (39.83-40.26)	0.97	0.72
GISAR 220 NLOS (M)	1.69 (1.56-1.82)	54.01 (52.64-55.36)	0.53	2.36
GISAR 220 NLOS (S)	1.27 (1.18-1.36)	55.65 (54.7-56.62)	0.56	1.67
Multiusos (M)	1.15 (1.1-1.19)	47.74 (47.36-48.1)	0.9	0.48
Multiusos (S)	1.43 (1.37-1.5)	44.15 (43.64-44.68)	0.86	0.7

Tabla 3.1: Regresión lineal de los parámetros de las pérdidas de propagación a un 95% de intervalo de confianza (M: Medidas) (S: Simulación con CINDOOR).

- **Error Medio:**

Además de la Tabla 3.1, usando la fórmula mostrada a continuación se ha calculado el error absoluto entre los ajustes lineales de la medida y la simulación para un mismo entorno. Dicha información está recogida a continuación en la Tabla 3.2:

$$Error (dB) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |Ajuste_{medido}(dB) - Ajuste_{simulado}(dB)| \quad (3.1)$$

Entorno	Error (dB)
GISAR 220 LOS	0.47
GISAR 220 NLOS	4.7
Multiusos	1.26

Tabla 3.2: Error absoluto de los ajustes lineales de las pérdidas de propagación para los tres entornos.

Centrándonos en los resultados de la zona GISAR 220, para aquellos transmisores en condiciones LOS, las pérdidas son menores que las de banda ancha WB (Wide Band Free Space), obteniendo un exponente de pérdidas (γ) inferior a 2. En otras medidas disponibles en la literatura se presentan valores similares para entornos interiores en Ultra Banda Ancha [1-2], y particularmente a 3.5 GHz, en la investigación expuesta en [3], se explica que se obtuvo un valor medido del exponente de pérdidas de 1.55. En comparación con los resultados simulados, éstos siguen la misma tendencia que la medida, con la diferencia de que el exponente de pérdidas es 2 (como en el espacio libre) y con una constante algo menor, haciendo que ambas rectas se asemejen. Tanto en la simulación como en la medida de GISAR 220 LOS se puede observar un buen ajuste lineal teniendo en cuenta el coeficiente de determinación R^2 .

Por otro lado, los valores de pérdidas NLOS en el entorno GISAR superan a los obtenidos en LOS, mencionadas anteriormente, obteniéndose pérdidas superiores a las del espacio libre. Aunque el exponente de pérdidas en este caso también es menor a 2, el valor de PL_0 , que es de 54.01, es significativamente mayor que el dado en el caso LOS (una diferencia de 12 dB). Además, su coeficiente de determinación y su varianza, indican una dispersión de los valores de pérdidas mucho mayor que en el caso LOS. Esta dispersión de las pérdidas muestra que las pérdidas en condiciones NLOS son más dependientes de las condiciones específicas del entorno de propagación que las LOS. En contraste con los resultados presentados en [3] donde se presenta un exponente de pérdidas de 2.96 a 3.5 GHz, muy diferente del entorno medido, pero con una constante de pérdidas (PL_0) de 35.1 dB, bastante menor. Además, en [3] se obtiene una desviación estándar de 2.8 dB, muy parecida a la mostrada en la Tabla 1, de 2.36 dB.

Por otro lado, contrastando los resultados medidos con la simulación obtenida en CINDOOR, las pérdidas de propagación simuladas crecen más despacio que las medidas. El hecho de que la diferencia entre medidas y simulaciones sea mayor en este caso es debido a que en las situaciones NLOS la propagación depende mucho más de las condiciones específicas del entorno, se necesitaría un modelado electromagnético más exacto del entorno que en los casos LOS.

Observando la Figura 3.1 y la Tabla 3.1 con la información referente a la zona Multiusos, se puede observar que las pérdidas aumentan lentamente con la distancia, teniendo un exponente de propagación en este caso de 1.15. Esto se puede explicar por las características particulares del entorno. El techo, suelo y pared de hormigón, junto a la otra puerta metálica pueden dar lugar a múltiples reflexiones que alcanzan al receptor con alta potencia, resultando que se está confinando o concentrando la señal en el interior de la habitación. En cuanto a las simulaciones, se puede observar que existe una diferencia de casi 3 dB respecto a las medidas (diferencia obtenida restando las constantes de recta del Polifit), estando siempre las simulaciones sufriendo menos pérdidas que en la realidad. Dicha diferencia es apreciable tanto en la Figura como en la Tabla y es indicativo de que existe algún material cuya caracterización electromagnética tiende a sobrevalorar los niveles de señal reflejados.

Los errores recogidos en la Tabla 3.2 muestran que los resultados obtenidos con CINDOOR son más exactos respecto a las medidas en los casos GISAR 220 LOS y Multiusos, y peores en la situación NLOS de GISAR 220. Dicha cuantificación del error permite seguir postulando que las condiciones específicas en entornos NLOS marcan mucho el comportamiento de las pérdidas de propagación.

Las múltiples reflexiones e interacciones de la señal con el entorno son reveladas analizando los llamados Perfiles Potencia-Retardo (Power-Delay Profile, PDP) y dichas reflexiones poseen un impacto muy significativo en otro parámetro asociado a la dispersión temporal, llamando comúnmente RMS (Root Mean Square) Delay Spread. Dichos parámetros serán analizados en las distintas subsecciones.

3.2 Parámetros de Banda Ancha:

Mediante el análisis de los Perfiles Potencia-Retardo (PDP), obtenido mediante la Transformada Inversa de Fourier de la función de transferencia del canal, se puede obtener un parámetro que permite dar cuenta de la dispersión que el canal está sufriendo, también conocido como RMS Delay Spread. La Figura 3.4, mostrada a continuación, es una modificación de la Figura 2.4 del Capítulo 2, en la cual se han añadido a los anteriores transmisores, el PDP obtenido mediante simulación con CINDOOR:

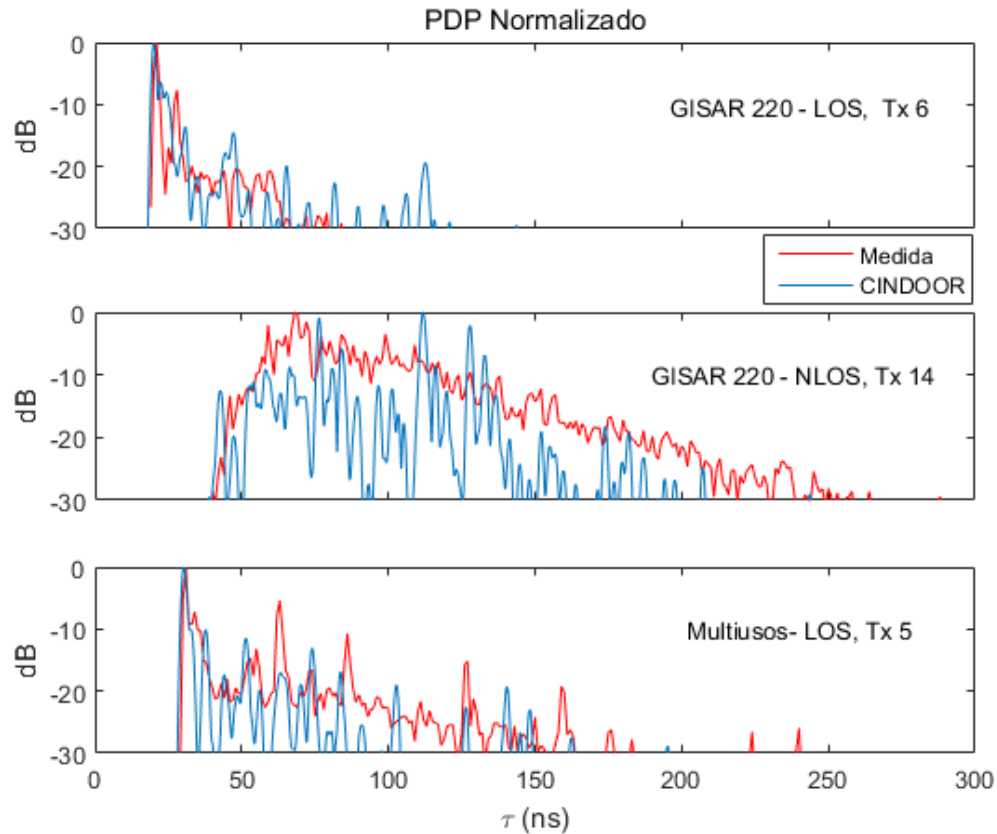


Figura 3.4: Representación de PDP's para cada uno de los entornos comparado con CINDOOR.

A continuación se procede a mostrar los resultados obtenidos del RMS Delay Spread para los entornos GISAR 220 LOS, GISAR 220 NLOS y Multiusos, respectivamente.

3.2.1 RMS Delay Spread

- Zona GISAR 220 LOS:

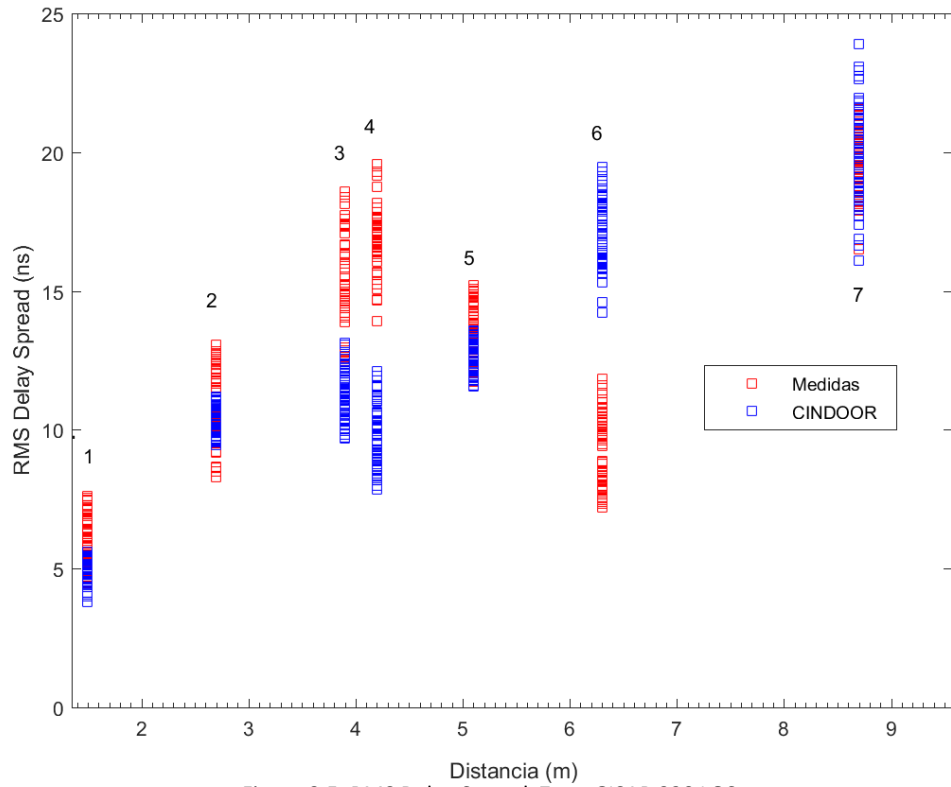


Figura 3.5: RMS Delay Spread. Zona GISAR 220 LOS.

- Zona GISAR 220 NLOS:

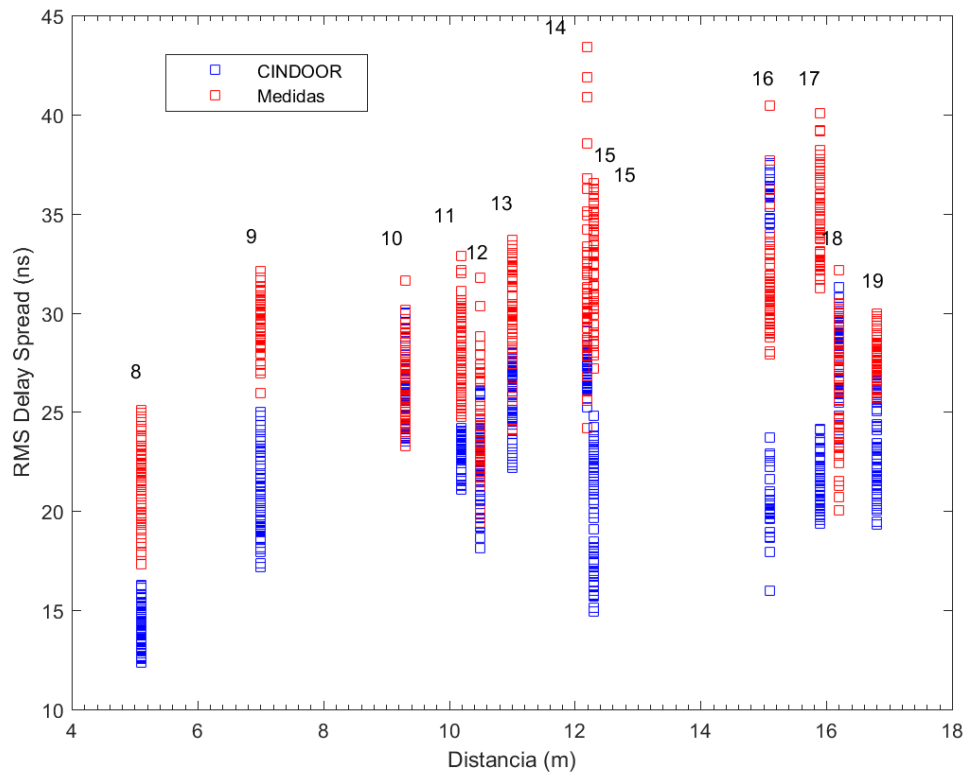


Figura 3.6: RMS Delay Spread. Zona GISAR 220 NLOS.

- **Zona Multiusos:**

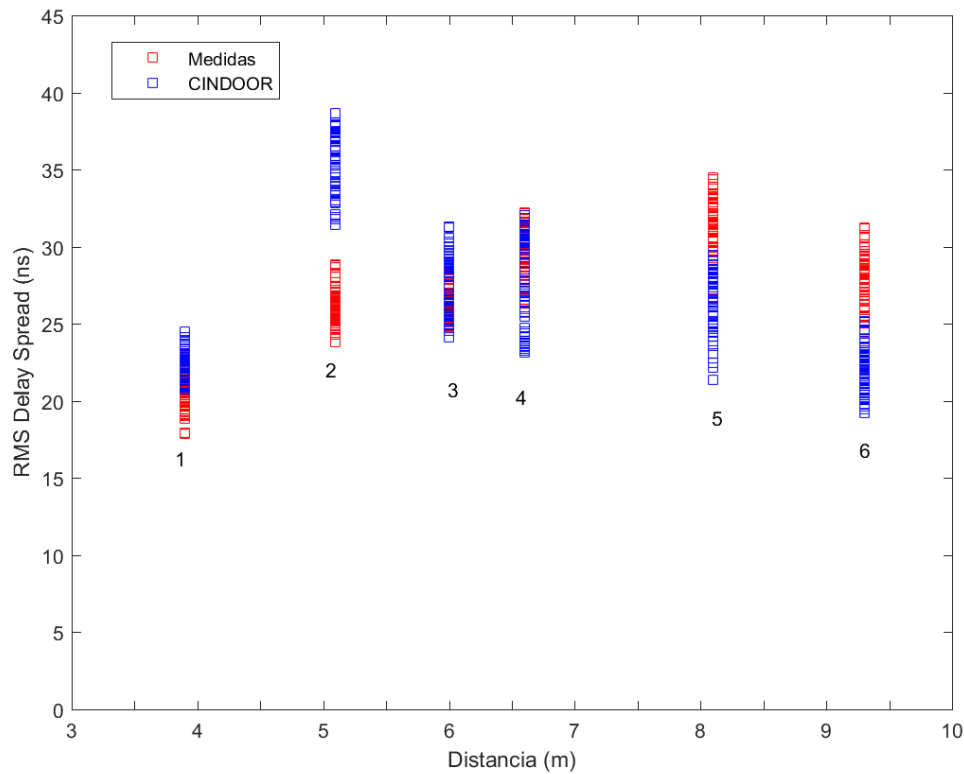


Figura 3.7: RMS Delay Spread. Zona Multiusos.

Observando los resultados, se pueden ver que los valores de RMS Delay Spread del GISAR 220 NLOS poseen valores medios más altos y más dispersión que en los casos LOS del mismo entorno. Por otro lado, en las simulaciones se obtiene la misma tendencia comentada anteriormente, mostrándose incluso por encima de la medida en el caso LOS. En cuanto a los transmisores NLOS simulados, se puede apreciar que ocurre algo parecido que en las pérdidas de propagación: los RMS Delay Spread simulados no llegan a alcanzar los valores medidos debido a condiciones específicas de la propagación del entorno que no han sido correctamente modeladas. Sin embargo, los resultados obtenidos mediante CINDOOR son muy similares a los medidos en la gran mayoría de los casos.

En cuanto a la Zona Multiusos, al tratarse de un aula rica en multicamino, debido a su geometría, a la abundancia en elementos metálicos dispersores de la señal, y a la ausencia de mobiliario en las paredes, los valores de dispersión temporal son bastante altos en comparación con el entorno GISAR 220 LOS, incluso pudiendo llegar a tener un rango similar al de los transmisores NLOS. Si además se observan los PDP del Capítulo 2, Figura 2.4, se puede apreciar que existen grandes cantidades de reflexiones que alcanzan al receptor, obteniendo altas potencias a retardos grandes y por tanto aumentando los valores de RMS Delay Spread. En contraste con CINDOOR, los valores obtenidos son bastante precisos para la mayor parte de transmisores salvo para el transmisor 2, donde se puede ver que el RMS Delay Spread simulado gana en valores al medido. Por tanto, al presentar los resultados de los Anchos de Banda de Coherencia la tendencia deberá ser la contraria, superando la medida en ancho de banda a la simulación en el caso Multiusos.

3.2.2 Ancho de Banda de Coherencia al 50%

Aplicando al PDP la Transformada de Fourier se obtiene la Función de Autocorrelación. De ésta se pueden obtener distintos Anchos de Banda de Coherencia, a distintos grados de correlación. Dicho parámetro está relacionado inversamente con el RMS Delay Spread. Gracias al conocimiento de éste, es posible saber la selectividad frecuencial que la señal está sufriendo en el canal, es decir, como atenúa el canal a la señal en las distintas bandas frecuenciales. De la misma forma que con los RMS Delay Spread, se procede a presentar, para cada uno de los entornos, los valores de Anchos de Banda de Coherencia a 0.5, 0.7 y 0.9 de grado de correlación:

- Zona GISAR 220 LOS:

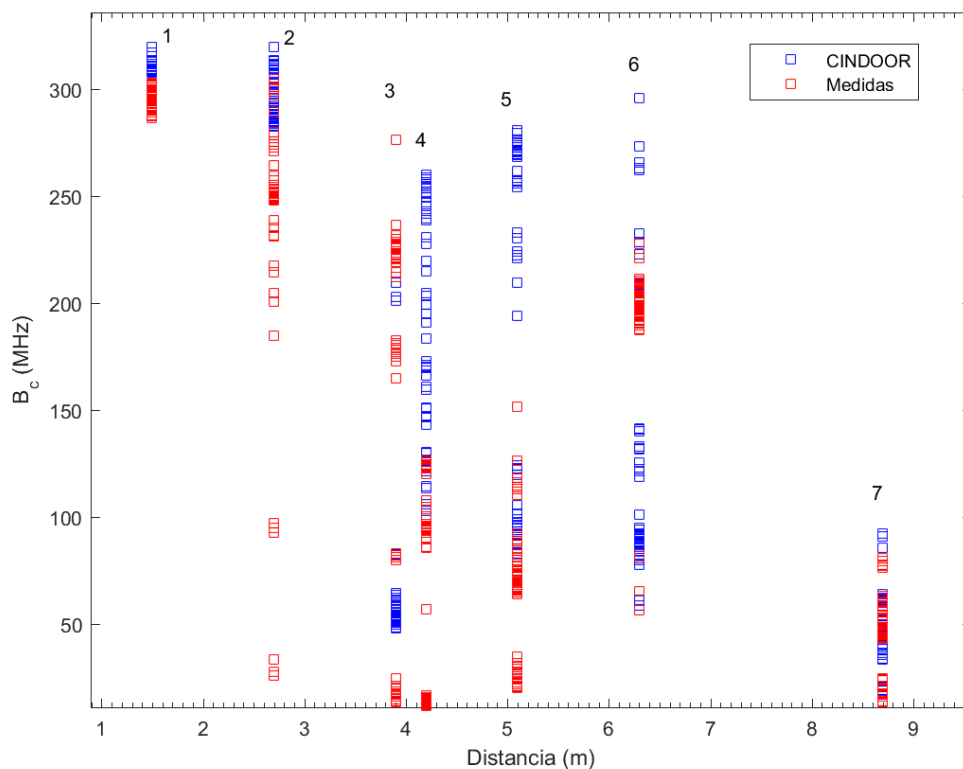


Figura 3.8: Ancho de banda de Coherencia (50%). Zona GISAR 220 LOS.

- **Zona GISAR 220 NLOS:**

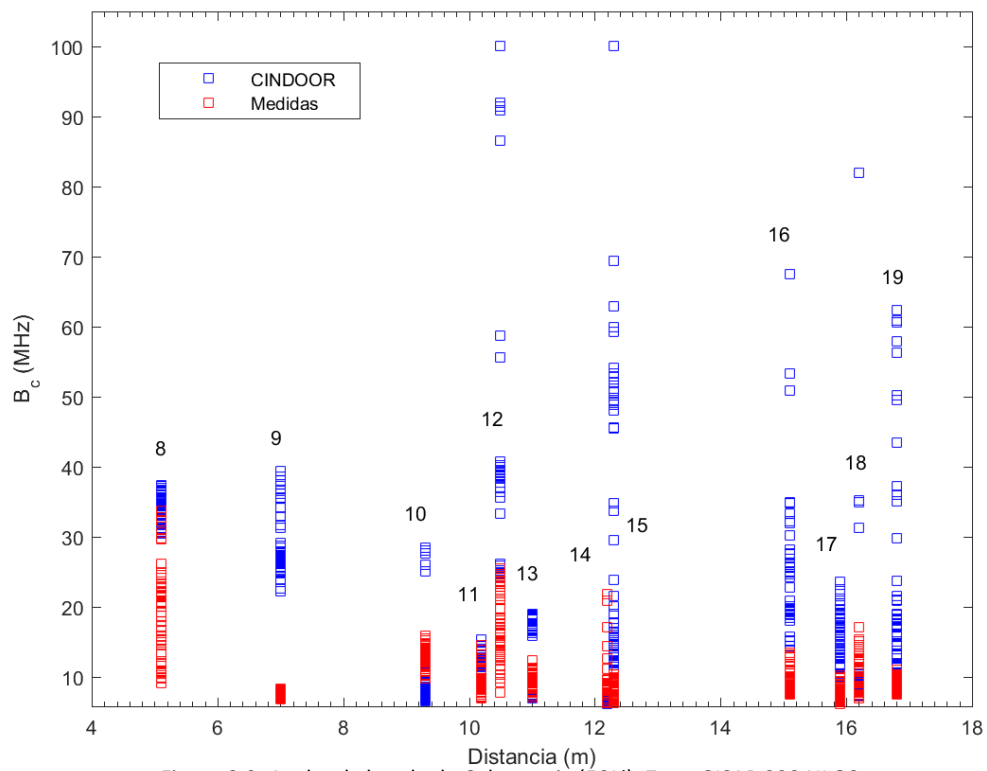


Figura 3.9: Ancho de banda de Coherencia (50%). Zona GISAR 220 NLOS.

- **Zona Multiusos:**

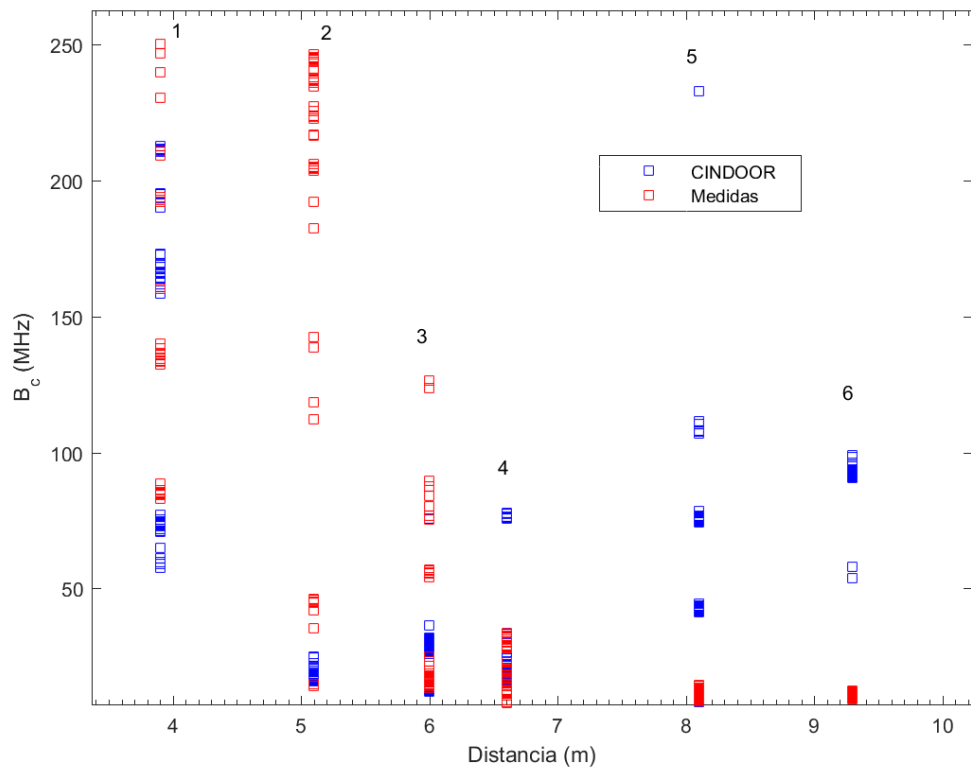


Figura 3.10: Ancho de banda de coherencia (50%). Zona Multiusos.

3.2.3 Ancho de Banda de Coherencia al 70%

- Zona GISAR 220 LOS:

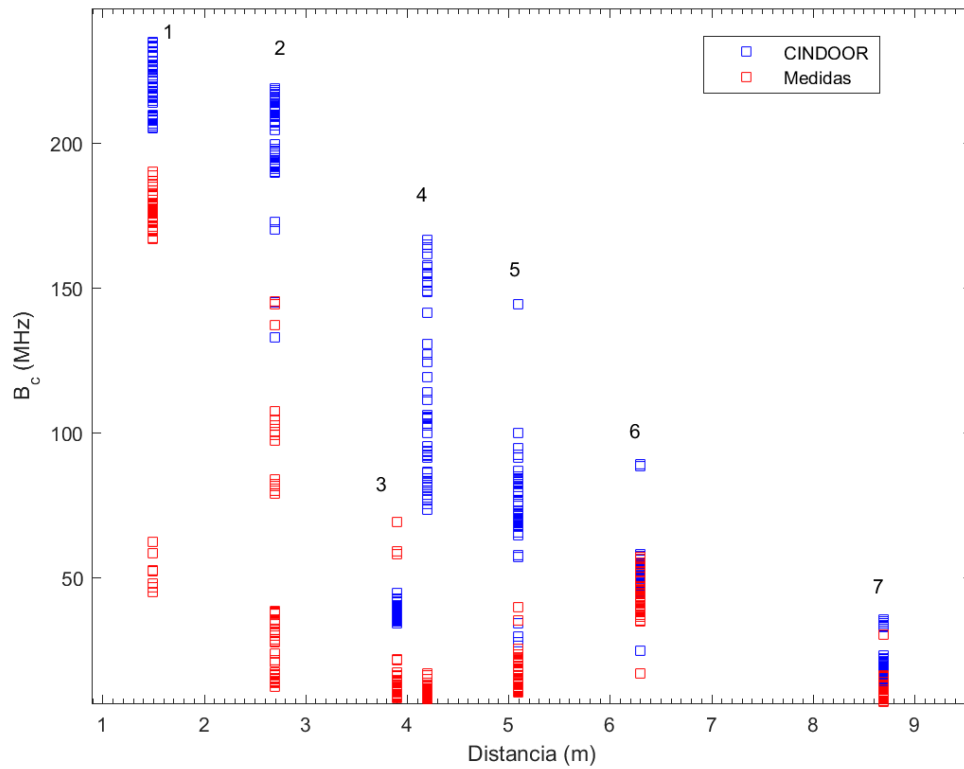


Figura 3.11: Ancho de banda de Coherencia (70%). Zona GISAR 220 LOS.

- Zona GISAR 220 NLOS:

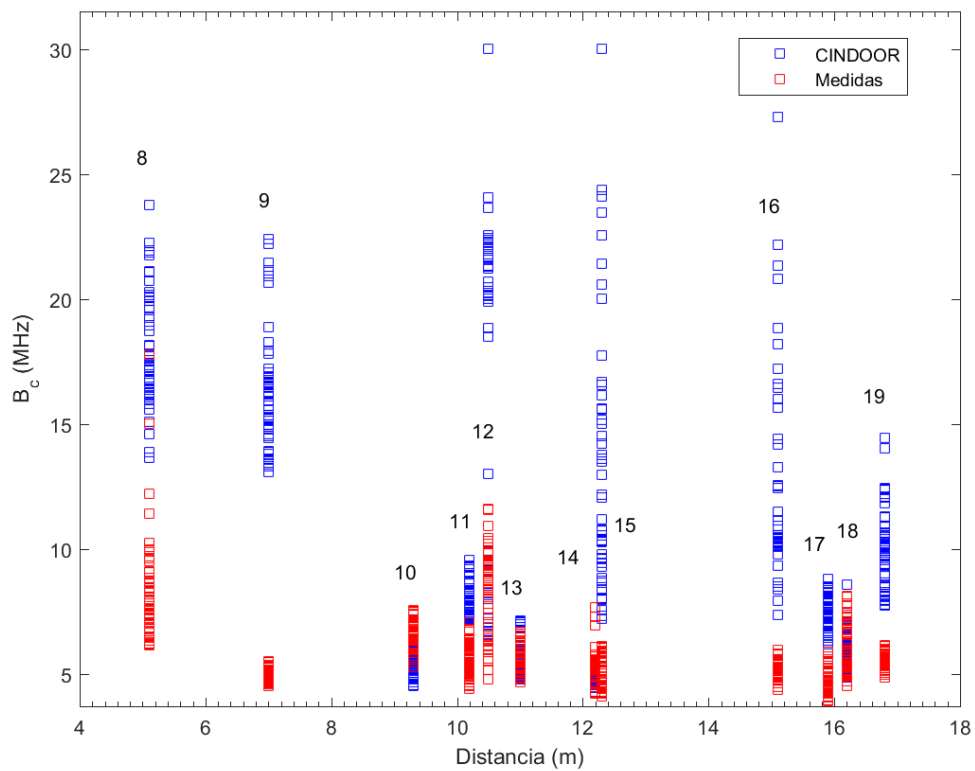


Figura 3.12: Ancho de banda de coherencia (70%). Zona GISAR 220 NLOS.

- **Zona Multiusos:**

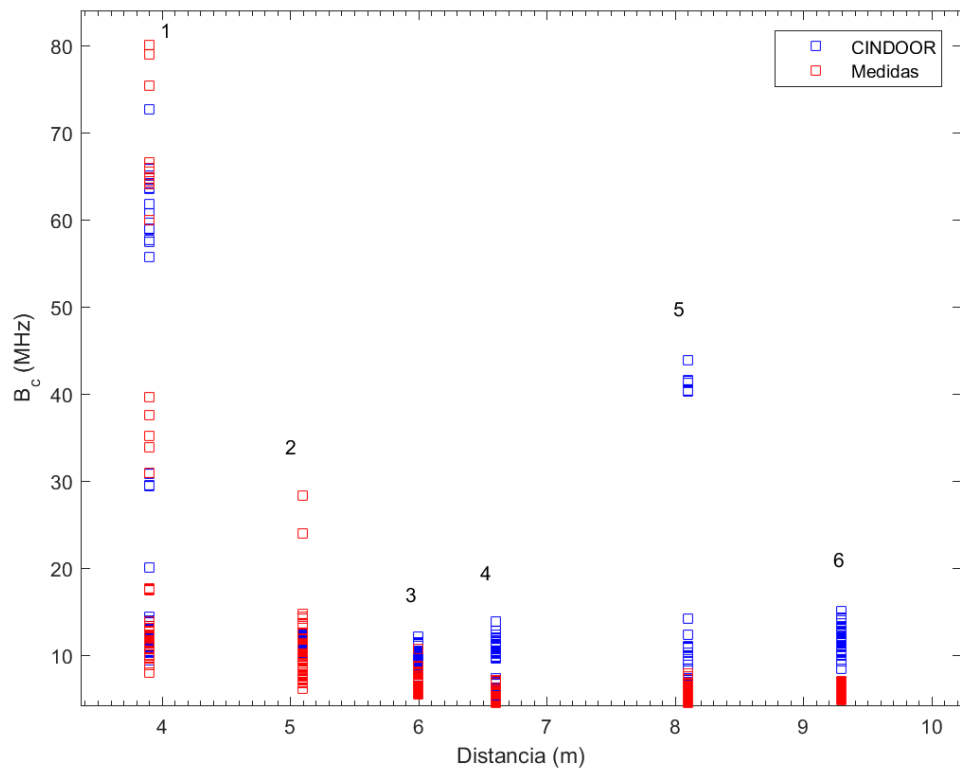


Figura 3.13: Ancho de banda de coherencia (70%). Zona Multiusos.

3.2.4 Ancho de Banda de Coherencia al 90%

- Zona GISAR 220 LOS:

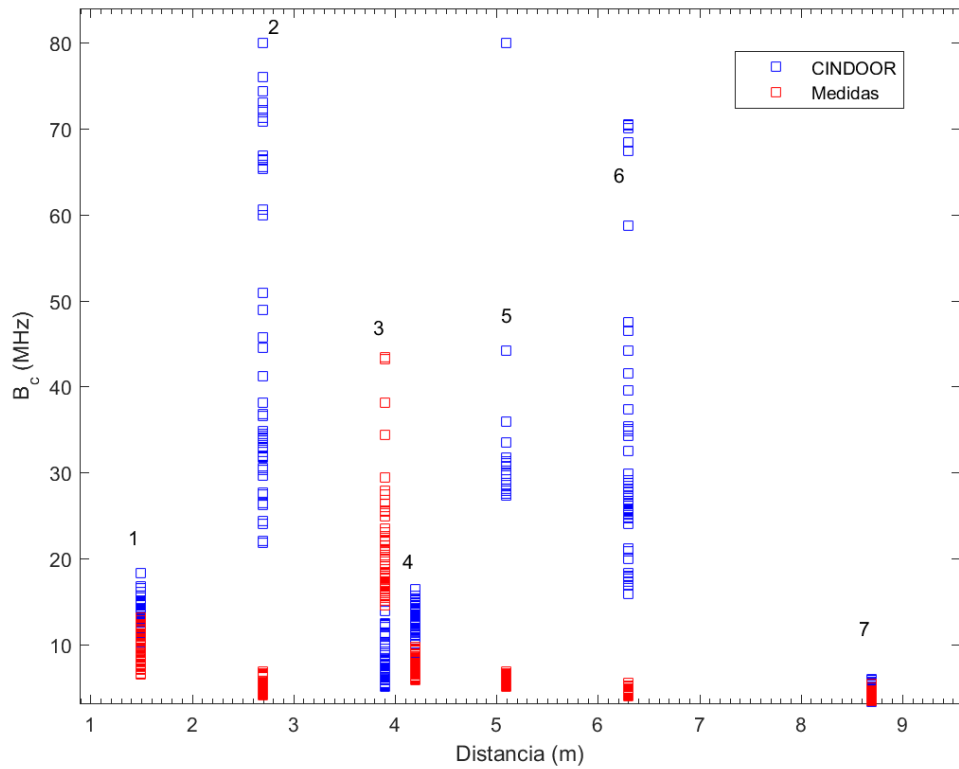


Figura 3.14: Ancho de banda de coherencia (90%). Zona GISAR 220 LOS.

- Zona GISAR 220 NLOS:

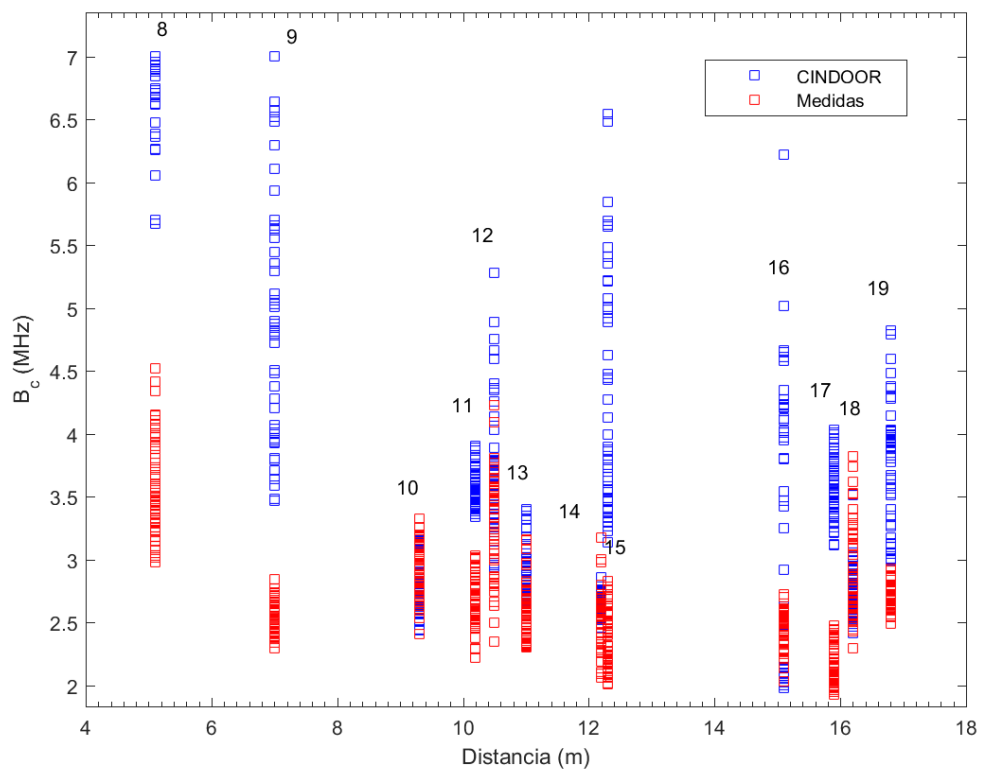


Figura 3.15: Ancho de banda de coherencia (90%). Zona GISAR 220 NLOS.

- **Zona Multiusos:**

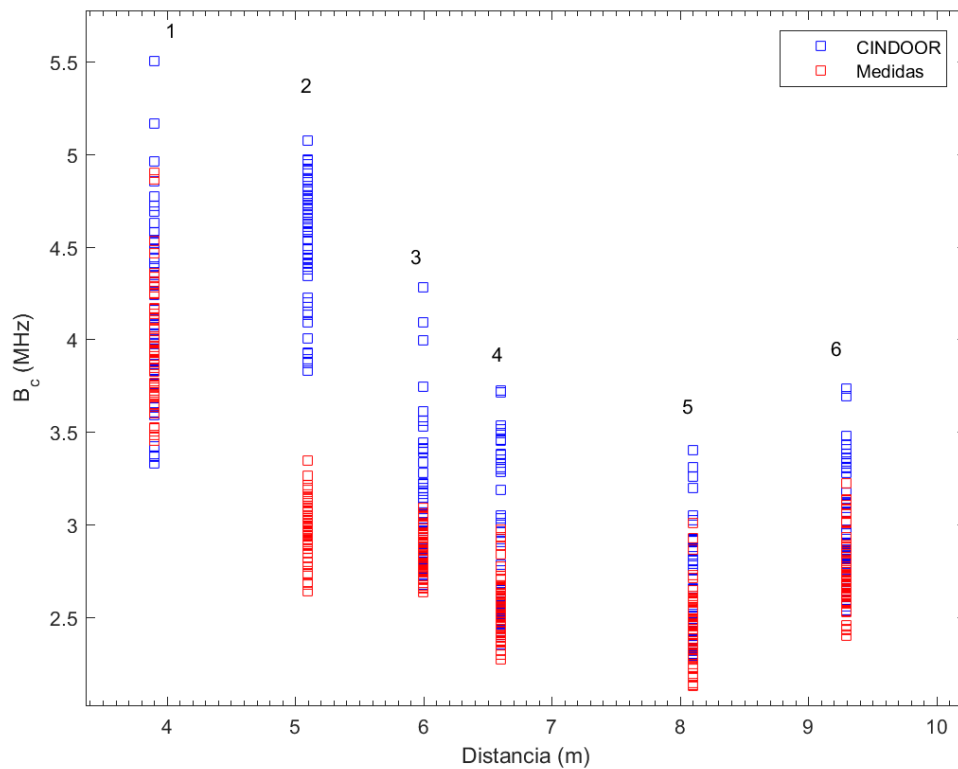


Figura 3.16: Ancho de banda de coherencia (90%). Zona Multiusos.

Para la mayoría de los transmisores se puede observar una gran dispersión de los distintos anchos de banda obtenidos en el receptor, sin embargo, la dispersión es muy pequeña para valores de 0.9 de grado de correlación. Este factor es común tanto en entornos LOS y NLOS, además la variación de los NLOS es menor. Comparando con los valores simulados, se puede apreciar una mayor dispersión de éstos últimos frente a los medidos, siendo los resultados mejores en la Zona Multiusos y en GISAR 220 LOS y no tan exactos en el mismo entorno en NLOS. Tal y como se observa en otras investigaciones [3],[4], existe una relación inversa entre los valores de RMS Delay Spread y de Anchos de Banda de Coherencia.

3.3 Funciones de Probabilidad Acumulada (CDF) de los Parámetros Banda Ancha

Una forma para comparar las estadísticas de los parámetros del canal Banda Ancha, tanto temporales como frecuenciales, se puede obtener agrupando los valores, de RMS Delay Spread o de los Anchos de Banda de Coherencia a distintos grados de correlación, por entorno (GISAR o Multiusos) y caso (LOS o NLOS), y calculando a la información recogida la Función de Probabilidad Acumulada (CDF, Cumulative Distribution Function).

3.3.1 CDF's del RMS Delay Spread

- Zona GISAR 220 LOS:

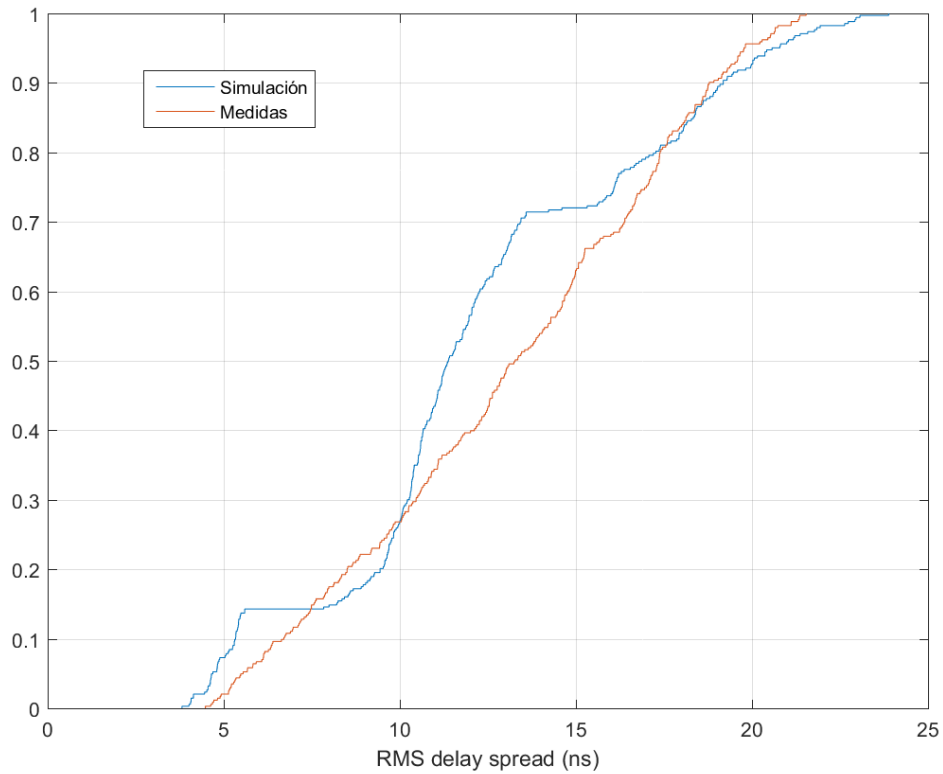


Figura 3.17: CDF del RMS Delay Spread. Zona GISAR 220 LOS.

- **Zona GISAR 220 NLOS:**

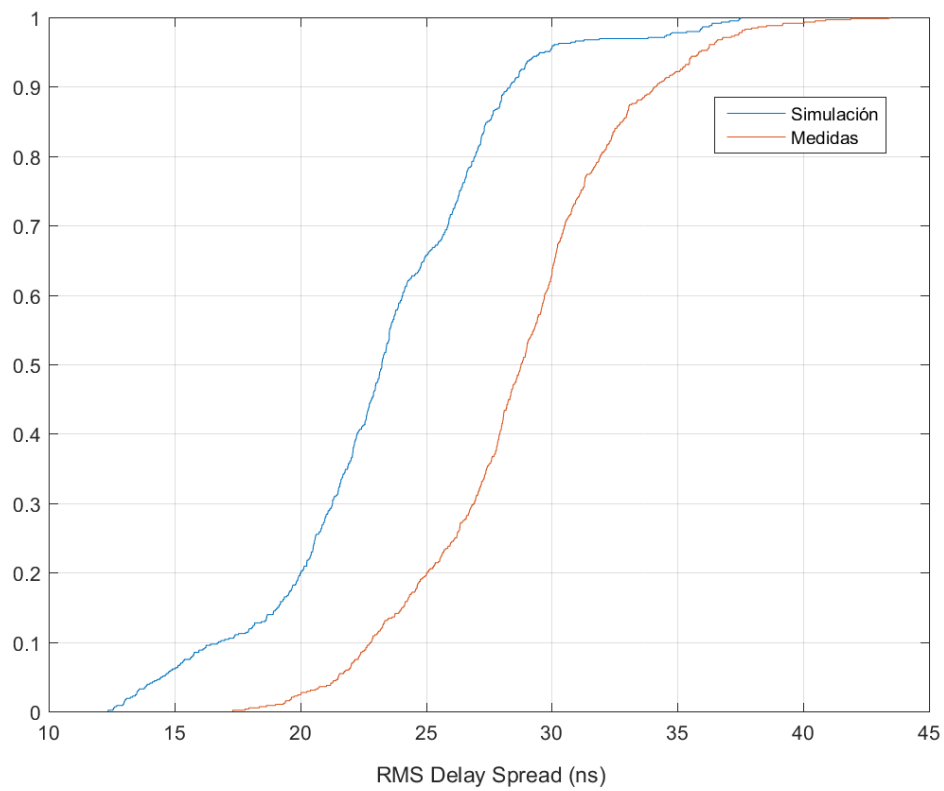


Figura 3.18: CDF del RMS Delay Spread. Zona GISAR 220 NLOS.

- **Zona Multiusos:**

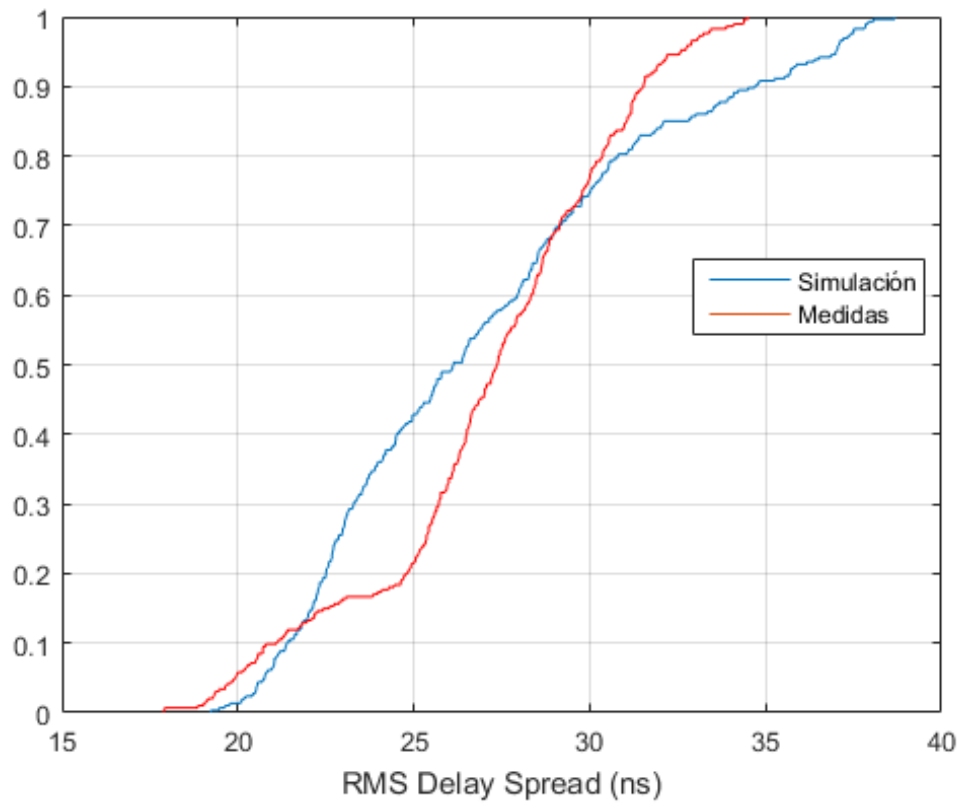


Figura 3.19: CDF del RMS Delay Spread. Zona Multiusos.

En el entorno GISAR 220 el parámetro de dispersión temporal varía de 4.5 a 21.5 ns en los casos LOS, mientras que los casos NLOS tienen rango entre 17.3 a 43.4 ns. En el aula Multiusos los RMS Delay Spread varían de 17.9 a 34.5 ns, el cual es un rango similar al entorno GISAR 220 NLOS. Comparando con las simulaciones, se puede observar que en general los valores temporales se adaptan a las medidas, siendo el mejor caso simulado el del entorno GISAR 220 LOS, con un rango de valores muy parecido. Después en la Zona Multiusos los valores siguen ajustándose bien pero con una ligera desviación y finalmente en el entorno GISAR 220 NLOS ya se puede observar que las condiciones específicas del entorno aumentan los RMS Delay Spread de las medidas respecto a las simulaciones.

3.3.2 CDF's del Ancho de Banda de Coherencia al 50%

- Zona GISAR 220 LOS:

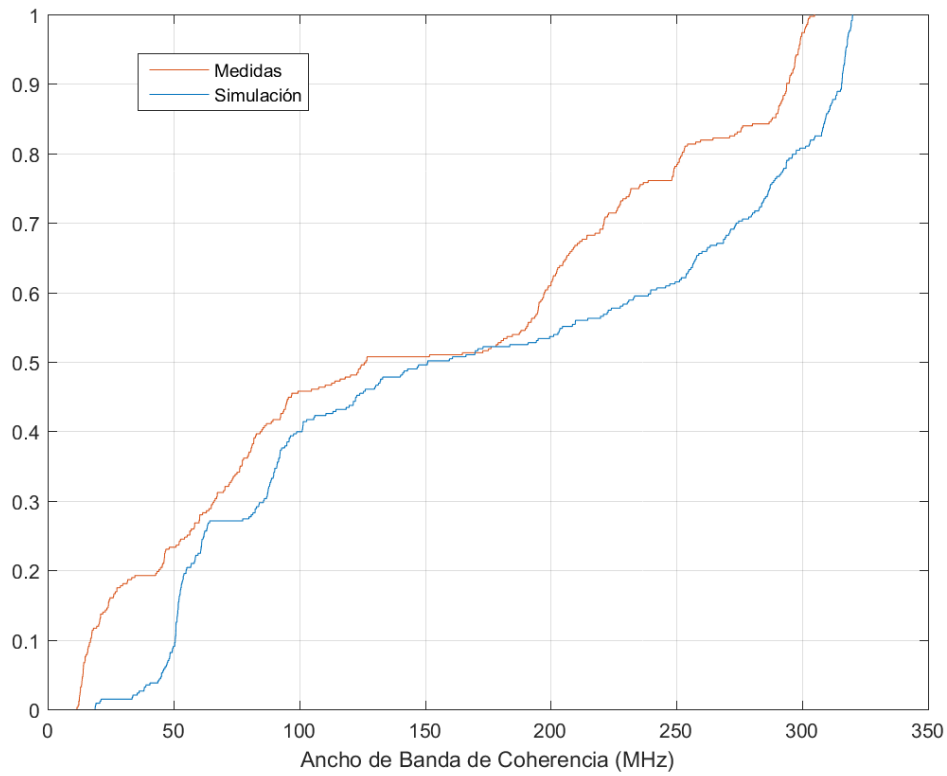


Figura 3.20: CDF del Ancho de banda de coherencia (50%). Zona GISAR 220 LOS.

- Zona GISAR 220 NLOS:

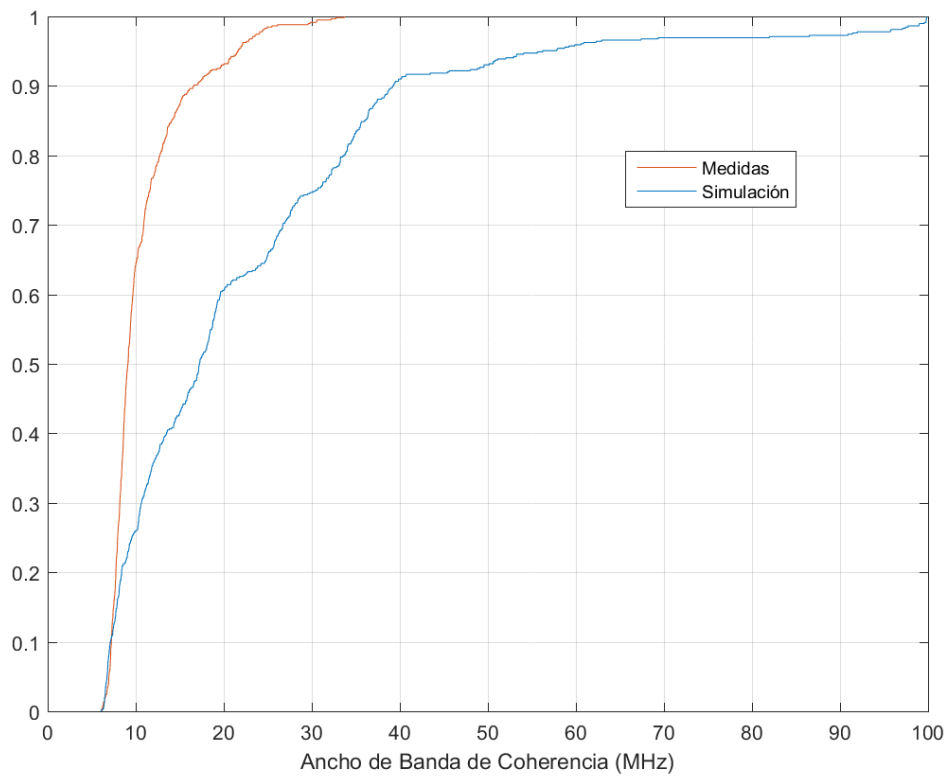


Figura 3.21: CDF del Ancho de banda de coherencia (50%). Zona GISAR 220 NLOS.

- **Zona Multiusuarios:**

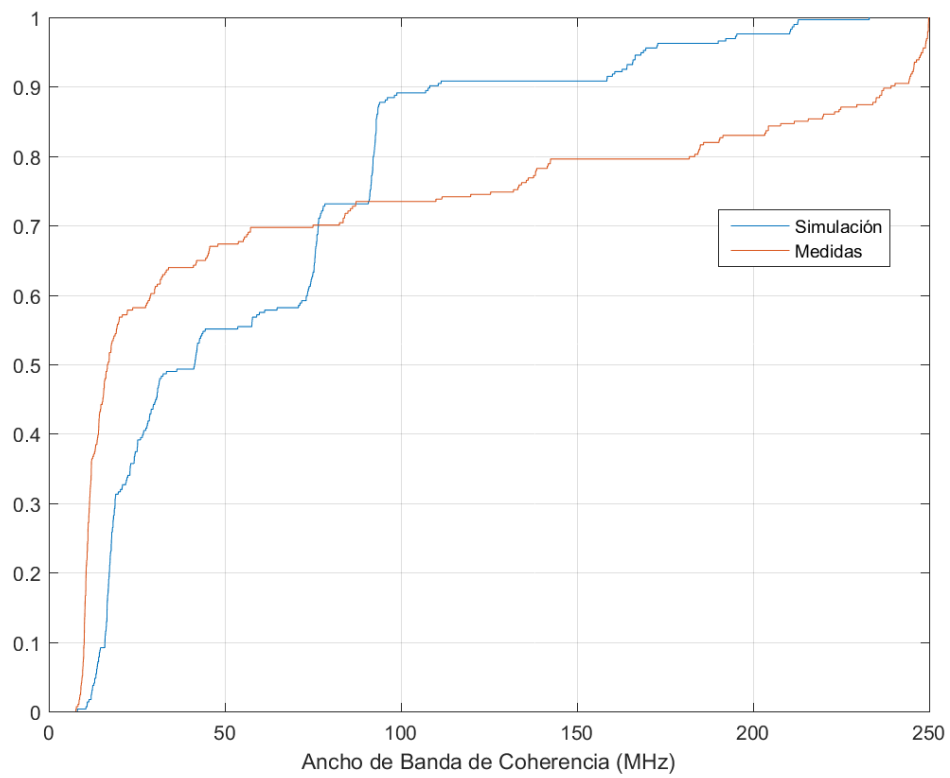


Figura 3.22: CDF del Ancho de banda de coherencia (50%). Zona Multiusuarios:

3.3.3 CDF's del Ancho de Banda de Coherencia al 70%

- Zona GISAR 220 LOS:

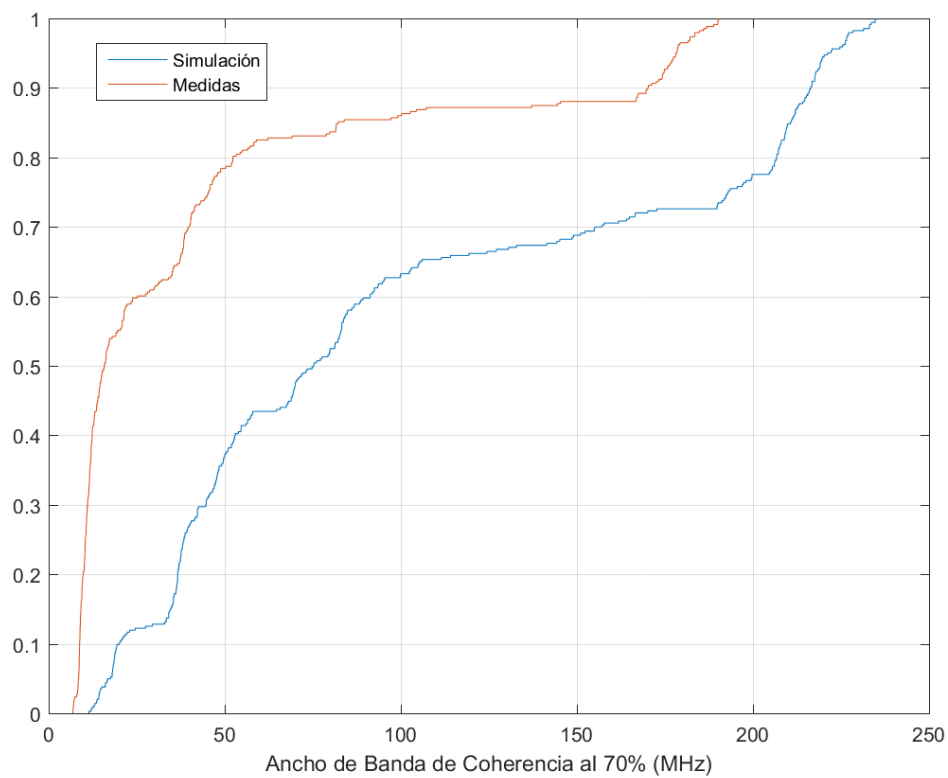


Figura 3.23: CDF del Ancho de banda de coherencia (70%). Zona GISAR 220 LOS.

- Zona GISAR 220 NLOS:

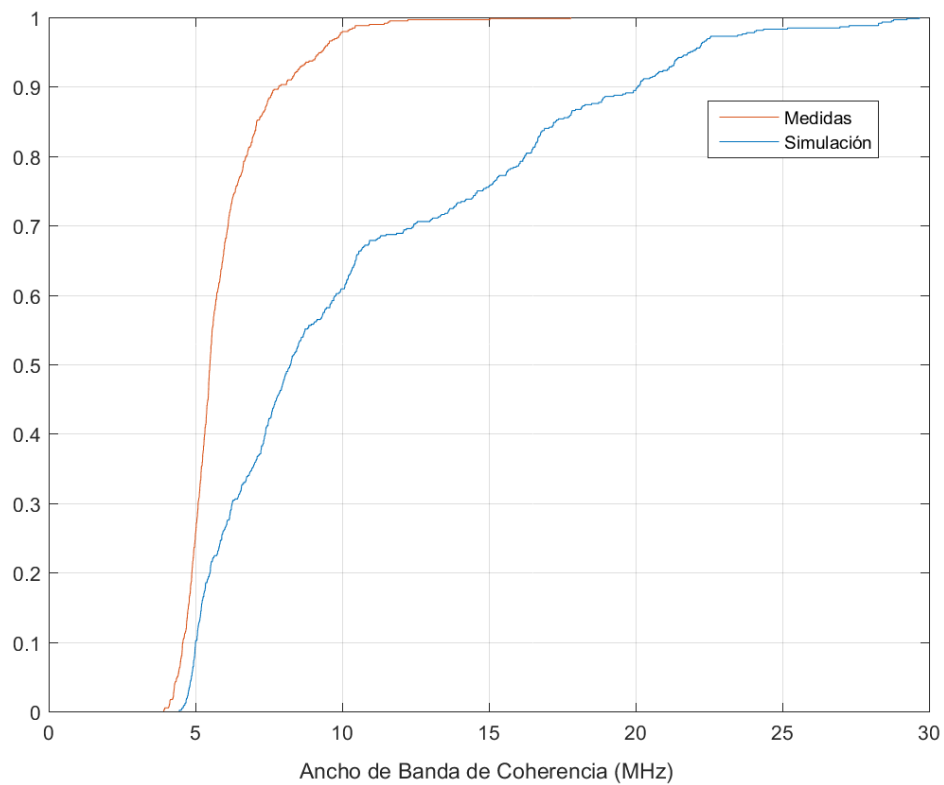


Figura 3.24: CDF del Ancho de banda de coherencia (70%). Zona GISAR 220 NLOS.

- **Zona Multiusuarios:**

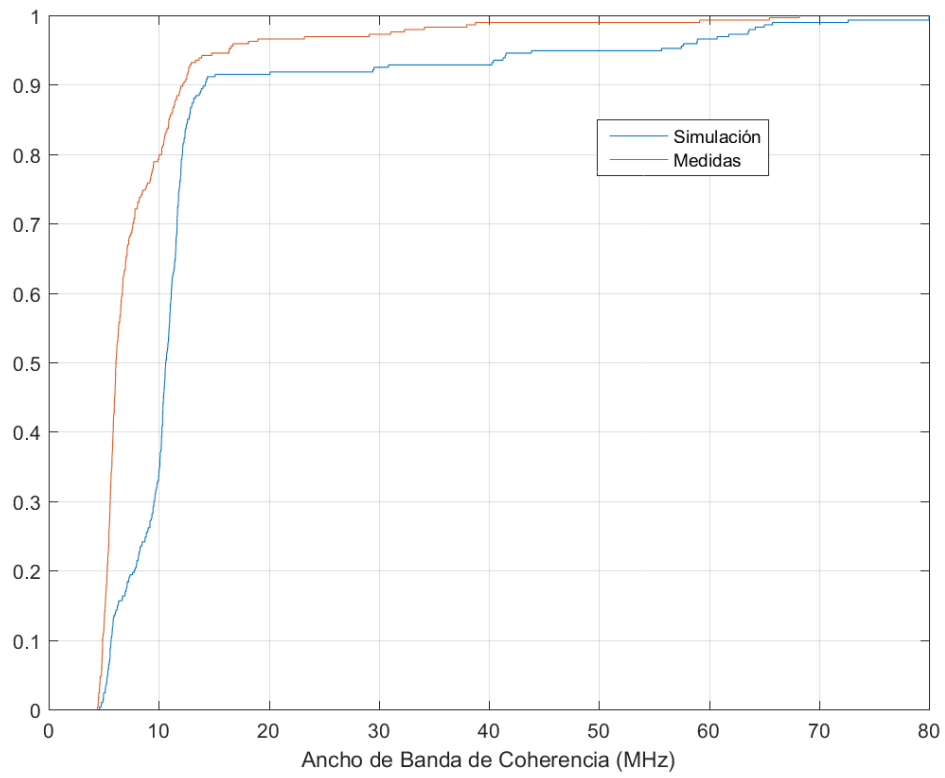


Figura 3.25: CDF del Ancho de banda de coherencia (70%). Zona Multiusuarios.

3.3.4 CDF's del Ancho de Banda de Coherencia al 90%

- Zona GISAR 220 LOS:

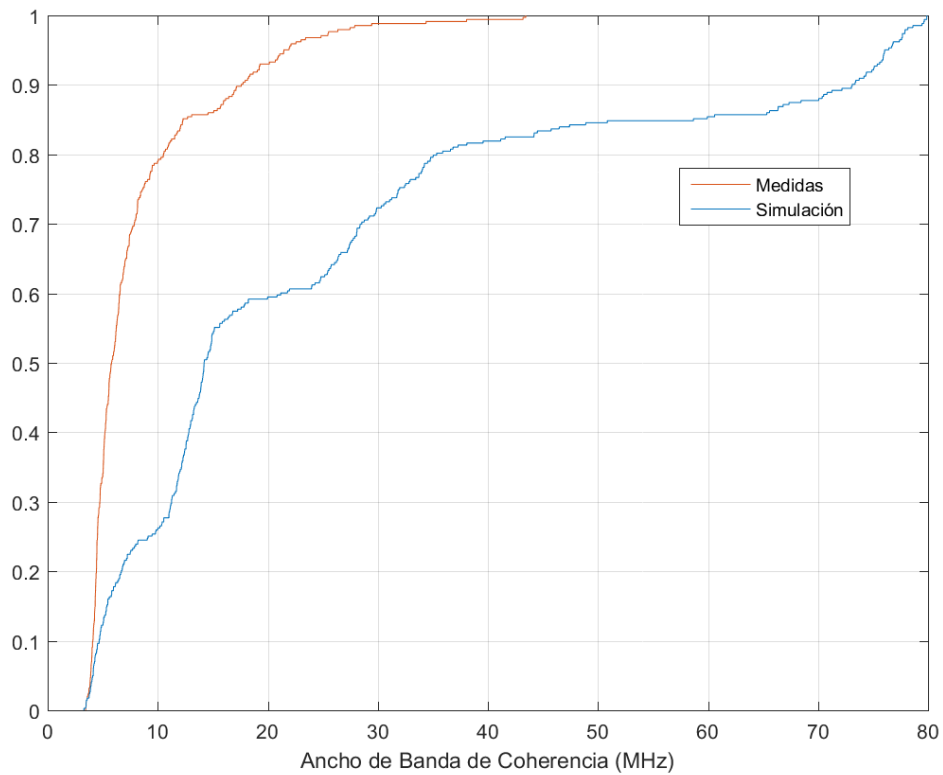


Figura 3.26: CDF del ancho de banda de coherencia (90%). Zona GISAR 220 LOS.

- Zona GISAR 220 NLOS:

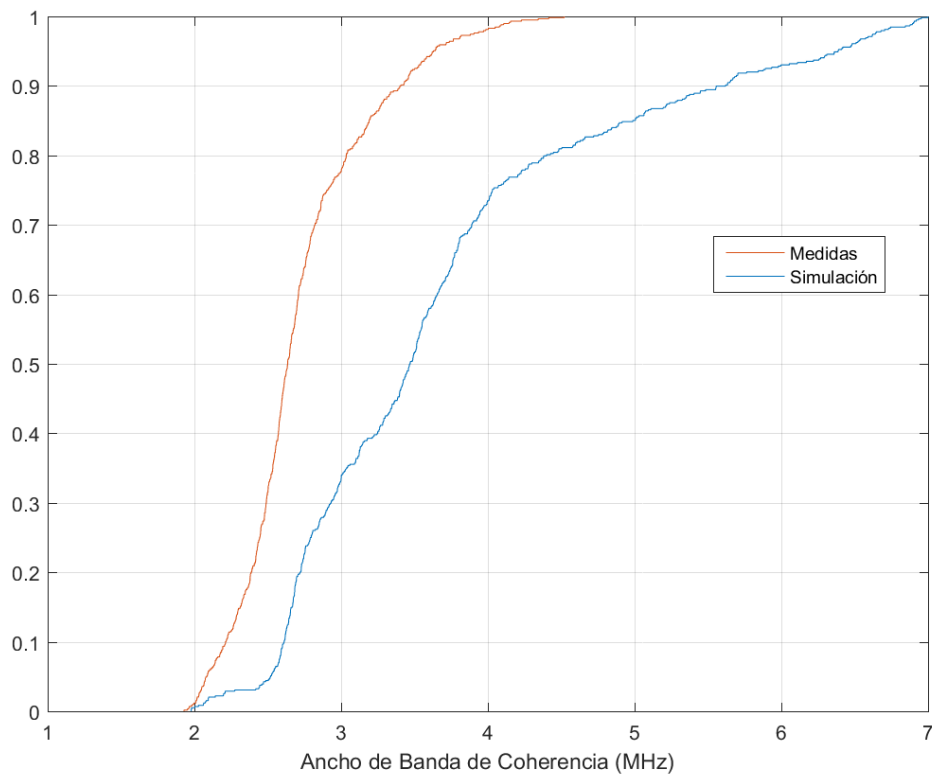


Figura 3.27: CDF del ancho de banda de coherencia (90%). Zona GISAR 220 NLOS.

- **Zona Multiusos:**

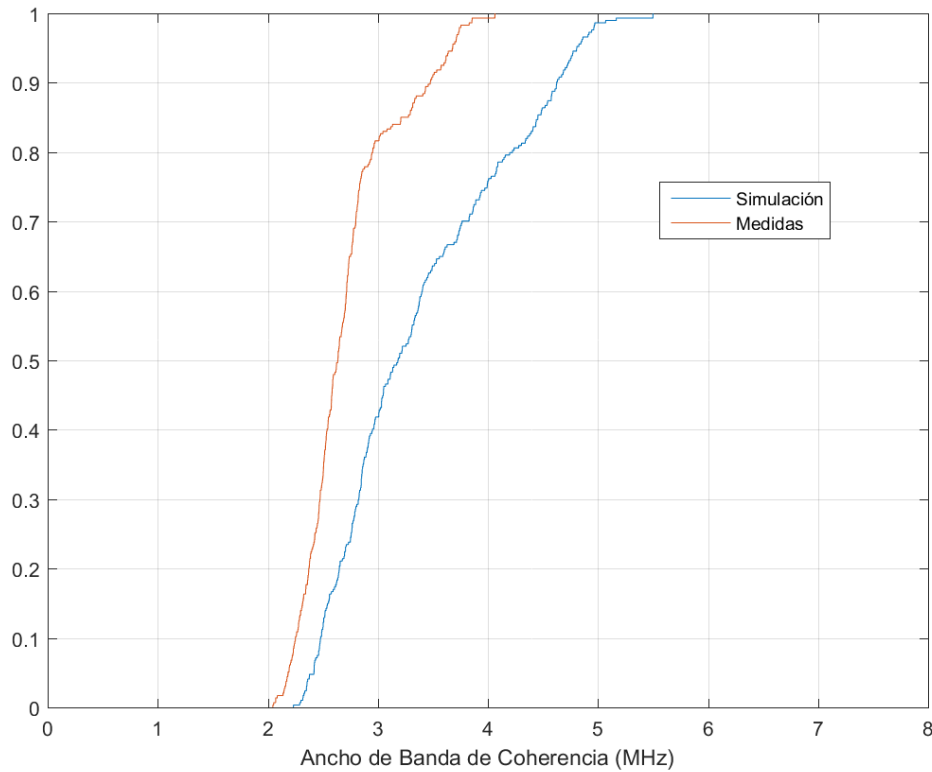


Figura 3.28: CDF del ancho de banda de coherencia (90%). Zona Multiusos.

Observando las distribuciones del entorno GISAR 220 se puede obviar que siempre se obtienen mejores valores de ancho de banda de coherencia en LOS frente a NLOS. Sin embargo, es importante notar que en las colas de las CDF se producen convergencia de valores, haciendo que los anchos de banda de coherencia que excedan el 90% posean muy poca dispersión tanto en LOS como en NLOS. Para el caso del ancho de banda a 0.7 de grado de correlación se observa que los anchos de banda en LOS y NLOS son de 8.8 MHz y 4.6 MHz respectivamente. No obstante los valores máximos alcanzables en ambos casos difieren notablemente, siendo menos de 20 MHz en casos NLOS en comparación con 190 MHz obtenidos en el caso LOS. En el caso de las simulaciones, generalmente presentan un mayor grado de exactitud en situación LOS, que en NLOS, al igual que pasa en las CDF's de los RMS Delay Spread. También es posible notar la convergencia, aunque de manera más lenta, de los valores de las CDF's. Además se puede observar que la variabilidad de los datos medidos va disminuyendo conforme aumenta el grado de correlación.

Por otro lado, en las CDF del entorno Multiusos, se puede ver que los valores de ancho de banda obtenidos están siempre en un rango intermedio frente a los valores obtenidos en GISAR 220 LOS y NLOS, siendo esto debido a que en entornos de interior no se puede clasificar estrictamente un caso entre LOS y NLOS de la misma forma que en exteriores. Esto hace que las condiciones específicas de la propagación del entorno se hagan relevantes. Además, las simulaciones de dicho entorno poseen valores muy exactos tal y como se puede observar contrastando las CDF. Sin embargo, en los tres entornos para el caso simulado se puede observar una mayor dispersión de los datos debido al modelado de los entornos.

Bibliografía:

- [1] S.S. Ghassenizadeh, R. Jana, C.W. Rice, W. Turin, V. Tarokh, "A statistical path loss model for in-home UWB channels", in IEEE Conf. on Ultra Wideb. Sys. and Tech., Baltimore, MD, 2002, pp. 59-64.
- [2] W. Ciccognani, A. Durantini, D. Cassioli, Time domain propagation measurements of the UWB indoor channel using PN-sequence in the FCC-compliant band 3.6–6 GHz. IEEE Trans. Antennas Propag. 53(4), 1542-1549 (2005).
- [3] F. Huang, L. Tian, Y. Zheng, J. Zhand, "Propagation characteristics of indoor radio channel from 3.5 GHz to 28 GHz", in IEEE 84th Vehicular Technology Conference, Montreal, 2016, pp. 1-5.
- [4] MJ Gans, A power-spectral theory of propagation in the mobile radioenvironment. IEEE Trans. Veh. Technol. 21(2), 27–37 (1972).
- [5] M Kim, Y Konishi, Y Chang, J Takada, Large scale parameters and double-directional characterization of indoor wideband radio multipath channels at 11 GHz. IEEE Trans. Antennas Propag. 62(1), 430-441 (2014).

Capítulo 4: Estudio del canal MIMO Multiusuario (Multi-User MIMO)

4.1 Introducción. Canal MIMO Ascendente:

El desarrollo de los nuevos sistemas de comunicaciones 5G, incluyendo el uso de técnicas de acceso MU-MIMO requiere de gran ancho de banda, de hecho, los sectores de industria, gobiernos y organismos de regulación están muy involucrados en la búsqueda de la armonización de nuevas bandas frecuenciales para dichos sistemas. Aunque ya es esperado que una gran parte de dichas frecuencias sean establecidas en la banda de ondas milimétricas, también existe un claro acuerdo de iniciar el despliegue de los primeros sistemas de comunicaciones 5G en la banda entre 3.3 y 4.4 GHz. Por ejemplo, en Europa la banda frecuencial que oscila de 3.3 a 3.8 GHz ya ha sido reservada para otros sistemas [1]. Además del aumento de los anchos de banda disponibles existen otras técnicas para aumentar la eficiencia espectral de los sistemas 5G, entre las que cabe destacar las técnicas MultiUsuario-MIMO, esto explica el interés para el estudio de canales MU-MIMO en bandas frecuenciales bajas, sobre todo en entornos de interior.

En la actual década, se ha realizado gran esfuerzo con el fin de caracterizar empíricamente canales MU-MIMO en distintos entornos y bandas de frecuencia [2-6]. Uno de los aspectos más relevantes a determinar es la relación entre los diferentes canales establecida entre los terminales de usuario (UT's, User Terminals) y la estación base (BS, Base Station). En particular, es de gran interés evaluar el grado con el cual un canal multiusuario específico, en un entorno propagación concreto y banda frecuencial dada, verifica la condición de "propagación favorable". Dicha condición asume que los canales entre los distintos usuarios y estaciones son altamente ortogonales entre sí cuando el número de antenas de la estación base aumenta. La cota teórica de capacidad para canales MU-MIMO que puede llegar a ser alcanzada utilizando distintas técnicas de procesamiento depende en gran medida del grado de cumplimiento de dicha condición. [7-8]

A continuación, se va a presentar un estudio del comportamiento del canal MU-MIMO en la banda de 3 a 4 GHz basado en datos experimentales obtenidos de una campaña de medidas realizada a cabo en GISAR 220 y en el aula Multiusos.

Existen distintas métricas para medir el grado de ortogonalidad existente entre canales, siendo el más simple calcular el producto escalar entre vectores de canal correspondientes a distintos transmisores tomados de dos en dos. Sin embargo, dicho método solo informa de un conocimiento parcial del canal MU-MIMO, al solo saber el grado de ortogonalidad cuando dos usuarios están activos. Sin embargo, para un conocimiento completo del canal deberían estarlo todos, con el fin de analizar el grado global de ortogonalidad de todas las columnas de la matriz de canal.

Dicho factor se puede obtener analizando la distribución de los autovalores de dicha matriz, directamente o a través del estudio del llamado número de condición (Condition Number) [3-5]. Dichas características de la matriz de canal son perfectamente válidas para determinar el grado de condición favorable de propagación. Pero no es una información directa de la bondad del canal en términos de la eficiencia espectral alcanzable en bit/s/Hz.

Para obtener una caracterización del canal frente a la eficiencia espectral alcanzable, el cálculo de la capacidad del canal se realiza para obtener una cota máxima, que puede ser alcanzada en distintos grados dependiendo de las distintas técnicas de procesamiento de señal utilizadas. [8]

- **Canal Ascendente MU-MIMO:**

El canal Ascendente (UL, Up-Link) suele ser considerado como una estación base equipada con M antenas, que actuará como receptor. Por otro lado, el máximo número posible de usuarios activos simultáneamente (número de transmisores) es K , donde cada usuario está equipado con una sola antena. Todos los usuarios transmiten con una potencia total P que es distribuida por igual entre el número de usuarios. Además, se asume que la estación base conoce el canal (CSIR, Channel State Information at the Receiver) y los usuarios no colaboran entre ellos. Considerando la distribución espacial de los usuarios sobre un mismo escenario, se puede considerar que no existen diferencias significativas entre las pérdidas de propagación que sufren las distintas señales en los distintos canales. Sin embargo, la normalización a realizar en la matriz de canal no elimina dichas diferencias; en este factor se profundizará más tarde.

En el caso de los entornos medidos: Zona Multiusos, GISAR 220 LOS y NLOS, se considerarán como un sistema de acceso OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) con N_f subportadoras, donde éstas corresponden a los 801 tonos medidos. En el caso de la estación base, se considerará que está equipada por un conjunto de $M = 49$ antenas, al tratarse de un mallado receptor de 7x7.

Considerando dicho modelo, la señal recibida por la estación base para la subportadora i -ésima cuando los K usuarios están activos es dada por la expresión (4.1):

$$y(i) = H(i) \cdot s(i) + n(i), \quad i = 1, 2, 3, \dots, N_f \quad (4.1)$$

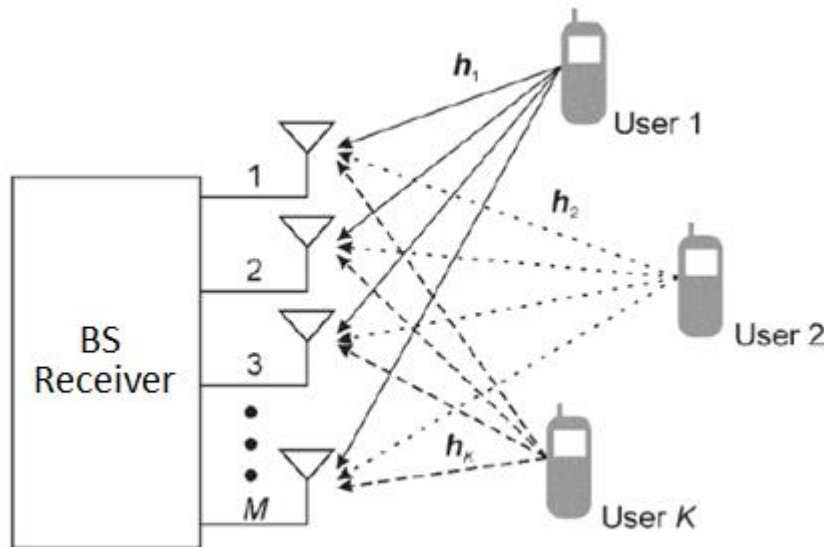


Figura 4.1: Sistema UL MU-MIMO.

Donde $y(i)$ es un vector columna con M elementos, correspondientes todos a la subportadora i -ésima, $H(i)$ es la matriz de canal de orden $M \times K$, donde cada una de sus columnas representa el canal banda ancha ($h_k(i)$) de orden $M \times 1$, correspondiente a la subportadora i -ésima. Las señales transmitidas (s) de cada usuario se agrupan en vectores de señal ($K \times 1$) que son normalizados, de tal forma que $E\{\|s\|^2\} = 1$ y finalmente n ($M \times 1$) son un conjunto de

Gaussianas complejas independientes e idénticamente distribuidas (i.i.d, independent and identically distributed) de varianza unidad que dan cuenta del ruido.

La matriz H de la anterior expresión ha sido normalizada de forma que se cumple la relación (4.2):

$$E\{\|H\|^2\} = M \cdot K \quad (4.2)$$

Además, la matriz H es obtenida aplicando a la matriz de las medidas de canal puras (H_m) la fórmula (4.3):

$$H(i) = \frac{H_m}{J_{norm}} \quad (4.3)$$

donde J_{norm} es un factor de normalización dado por (4.4):

$$J_{norm} = \sqrt{\frac{1}{N_f} \sum_{i=1}^{N_f} \|H_m(i)\|_F^2} \quad (4.4)$$

Se debe destacar aquí que la normalización considerada conserva las variaciones a pequeña y a gran escala del canal. Dicha normalización es una aproximación muy realista, especialmente en el UL, donde los niveles de potencia recibidos por los distintos usuarios no son iguales, y por tanto, dicho factor tiene que ser tenido en cuenta en la matriz de canal, además de influenciar a sus valores singulares. Por otro lado, existe otro método para normalizar, de tal forma que las diferencias entre los usuarios son canceladas, por tanto, dicha normalización tiene sentido cuando se persiga el propósito de cancelar las pequeñas y grandes variaciones del canal. [3]

Suponiendo que se conoce perfectamente el canal en la estación base, se puede obtener la capacidad suma (sum-capacity) del sistema MU-MIMO-OFDM gracias a la descomposición en valores singulares (SVD, Singular Value Decomposition) de la matriz de canal:

$$C(i) = \sum_{k=1}^K \log_2 \left(1 + \frac{SNR}{K} \cdot \lambda_k \right) \quad i = 1, 2, 3, \dots, N_f \quad (4.5)$$

donde λ_k representa el autovalor k-ésimo de la matriz $H^H \cdot H$, y por tanto el cuadrado del autovalor k-esimo de la matriz de canal H .

Si existen condiciones favorables de propagación, a medida que el número de antenas de la estación base M tiende a infinito, la capacidad el sistema UL crecerá asintóticamente hasta la cota superior:

$$C_m = K \cdot \log_2 \left(1 + \frac{M \cdot SNR}{K} \right) \quad (4.6)$$

La cota superior expresada en (6) indica que un escenario es muy beneficioso cuando el número de antenas de la estación base es mayor en comparación con el número de transmisores, además de que se cumpla la condición de propagación favorable. [8]

4.2 Condición de propagación favorable:

Con el fin de evaluar el grado con el cual se cumple la condición de propagación favorable en los entornos bajo estudio, se han calculado, en primer lugar, coeficientes de ortogonalidad entre canales tomados en duplas (TX_p, TX_q) de la siguiente forma:

$$\delta(p, q) = \frac{h_p \cdot h_q}{\|h_p\| \cdot \|h_q\|} \quad (4.7)$$

Como se ha comentado anteriormente, dicho coeficiente se ha calculado para parejas de transmisores cogidas de dos en dos, sin embargo, para poder dar una visión global de los distintos entornos se han de coger todas las posibles combinaciones no repetidas de transmisores de 2 en 2, esto es, que si ya se han combinado el transmisor i -ésimo con el j -ésimo, no se realice la comparación inversa, debido a que el comportamiento sería recíproco. Por tanto, para cada entorno medido se deberá usar la siguiente expresión para el cálculo del número de combinaciones:

$$N_{comb} = \frac{K!}{(K-2)! \cdot (2!)} \quad (4.8)$$

donde K es el número total de transmisores.

En la Figura 4.2, se presentan los resultados obtenidos para el cálculo del coeficiente medio de ortogonalidad frente al número de elementos en el mallado receptor, para los entornos Multiusos, GISAR 220 LOS y NLOS. El número máximo de transmisores a añadir al cálculo que limita las comparativas es, en este caso, la Zona Multiusos con 6 transmisores. Por tanto, para realizar una comparativa fidedigna se ha optado por añadir al contraste respecto a Multiusos los transmisores del 1 al 6 de GISAR 220 LOS, excluyendo del análisis el más alejado (transmisor 7) y los transmisores del 11 al 15 y el 17 de GISAR 220 NLOS.

Con el fin de reducir la influencia entre posiciones cercanas en el array receptor (que consta de 49 antenas receptoras, un mallado de 7×7), sus posiciones medidas son tomadas a la contribución del coeficiente de ortogonalidad de forma aleatoria. Además, se ha calculado la ortogonalidad existente de ensayos Rayleigh i.i.d. con el fin de comparar con canales teóricamente incorrelados:

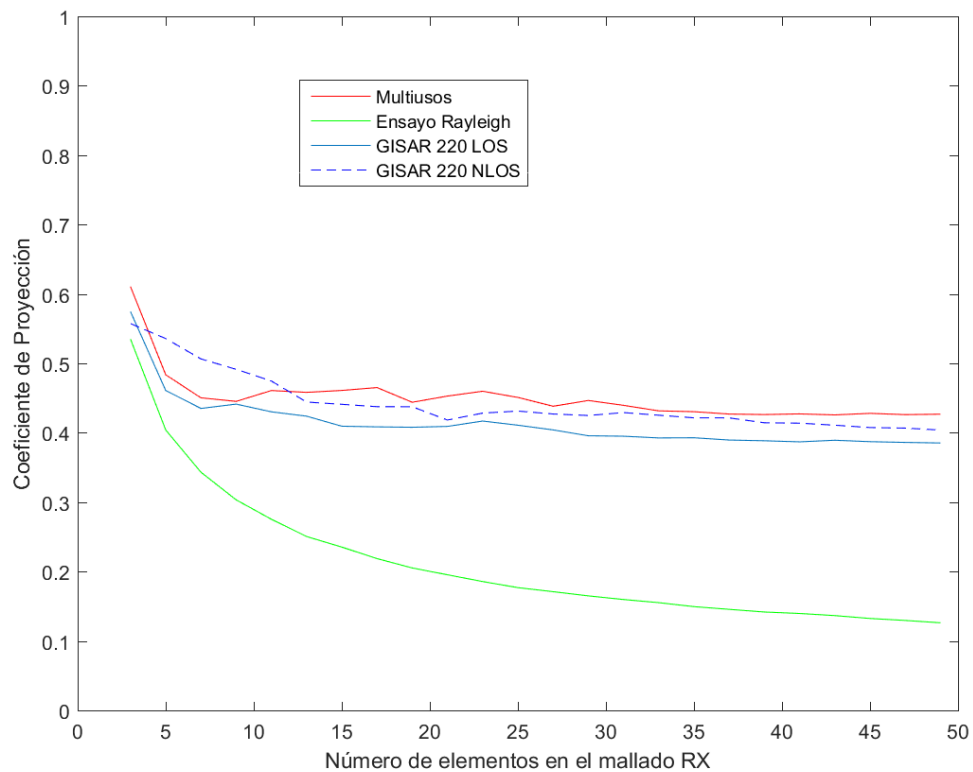


Figura 4.2: Coeficientes de Proyección de los canales de los distintos entornos.

De la Figura 4.2, se puede observar cómo los coeficientes de ortogonalidad decrecen al aumentar el número de antenas de la estación base. Sin embargo, dicho comportamiento se estanca o satura cuando existen más de 20 antenas en el receptor, obteniendo un valor mínimo saturado en el rango entre 0.4 y 0.5 para valores de coeficientes de ortogonalidad, dependiendo del entorno. Contrastando con los ensayos teóricos Rayleigh, se puede observar que éste no satura, decreciendo continuamente, hasta alcanzar casi un valor de 0.1 de ortogonalidad para 49 antenas en el receptor. Comparando los distintos entornos, éstos son discernibles cuando el número de antenas es menor que 16, apreciándose diferencias en los valores de la gráfica, volviéndose los entornos más similares a medida que dicho número supera el valor 16. Cabe destacar aquí, que, para este tipo de análisis, solamente se han tomado los transmisores en parejas de dos para después ponderar las proyecciones respecto del número total de combinaciones posibles, sin embargo, en las siguientes subsecciones se considerará el analizar el comportamiento de cada entorno usando la matriz de canal completa, donde todos los usuarios estarán activos a la vez.

4.3 Número de Condición del canal. Número de Condición Inverso del canal:

La descomposición de la matriz H en valores singulares es una herramienta matemática muy importante y práctica para el cálculo teórico de la capacidad alcanzable en canales MIMO, y para contrastar distintos entornos de propagación entre ellos [3], [9]. Se deberá de considerar que valores altos de dispersión entre los valores singulares del canal implica que existe una baja capacidad asociada a dicha matriz de canal. Esto es debido a una pobre ortogonalidad entre las columnas de la matriz, es decir, entre los distintos canales que son establecidos entre los usuarios y la estación base. La dispersión de los valores singulares usualmente es medida mediante el llamado Número de Condición (Condition Number κ):

$$\kappa = \frac{\max(\text{Autovalor}(H^H \cdot H))}{\min(\text{Autovalor}(H^H \cdot H))} \quad (4.9)$$

De acuerdo con la expresión (4.9), el valor de κ unidad correspondería a una matriz con todas sus columnas ortogonales, mientras que valores altos de éste indican que al menos dos columnas son prácticamente colineales. Desde un punto de vista más práctico, es mejor expresar e interpretar los resultados usando una métrica inversa al Condition Number (ICN, Inverse Condition Number), el cual varía entre 1 (máxima ortogonalidad) y 0 (ortogonalidad nula)

En las siguientes Figuras se procede a representar, para cada uno de los distintos entornos, Zona Multiusuarios, GISAR 220 LOS y NLOS las Funciones de Probabilidad Acumulada de los ICN obtenidos, para 2, 4 y 6 transmisores y su comparativa con ensayos teóricos Rayleigh. Después de las gráficas de CDF de ICN cada entorno por igual, la Figura 4.6 muestra una comparativa de las CDF de ICN de los distintos entornos para 6 transmisores sin contrastar con el ensayo teórico Rayleigh, debido a que alcanza valores de ICN más altos que no permiten apreciar bien las diferencias entre los distintos entornos.

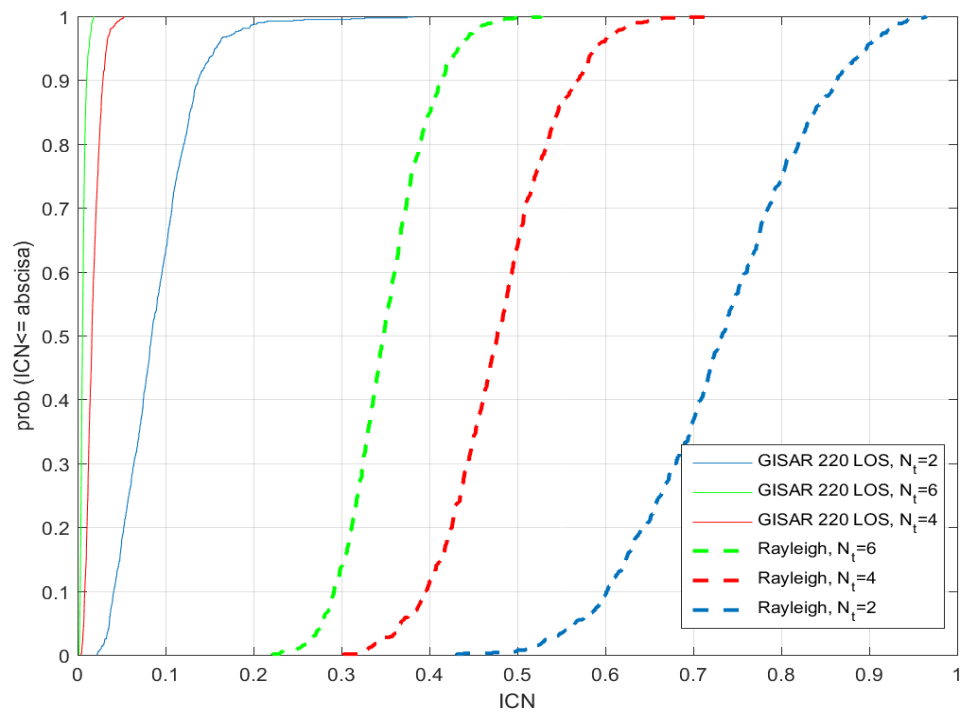


Figura 4.3: CDF de los ICN de la Zona GISAR 220 LOS.

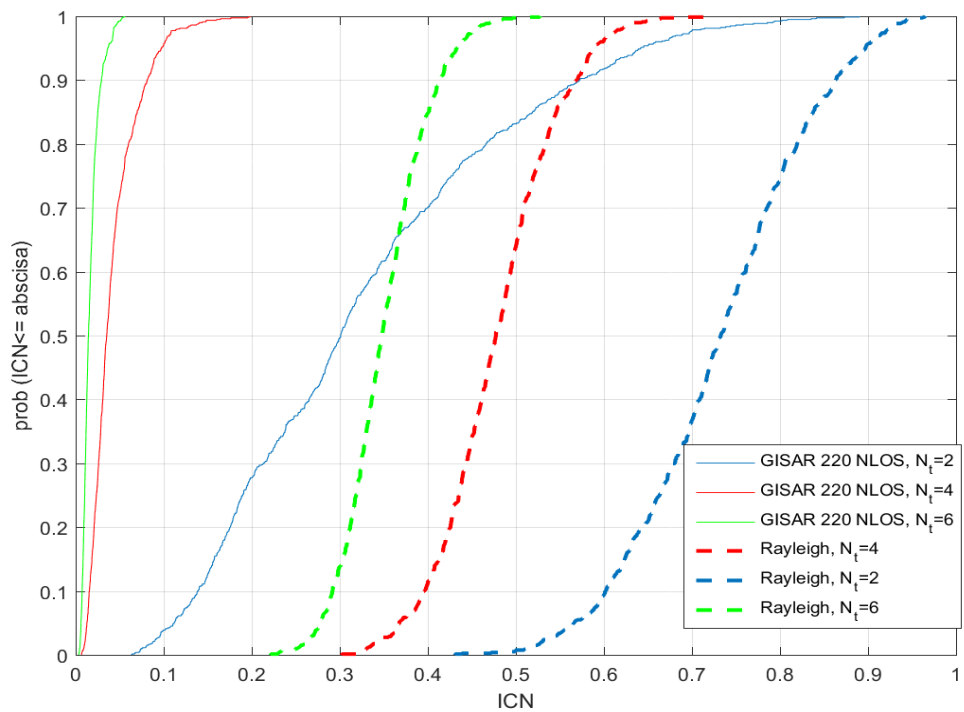


Figura 4.4: CDF de los ICN de la Zona GISAR 220 NLOS.

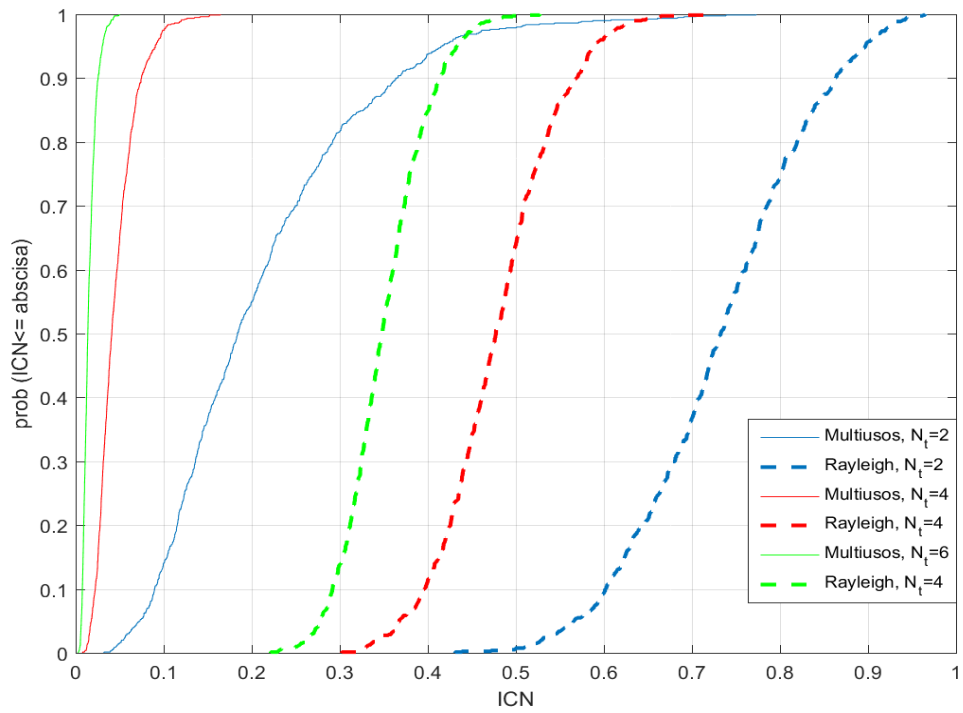


Figura 4.5: CDF de los ICN de la Zona Multiusuarios.

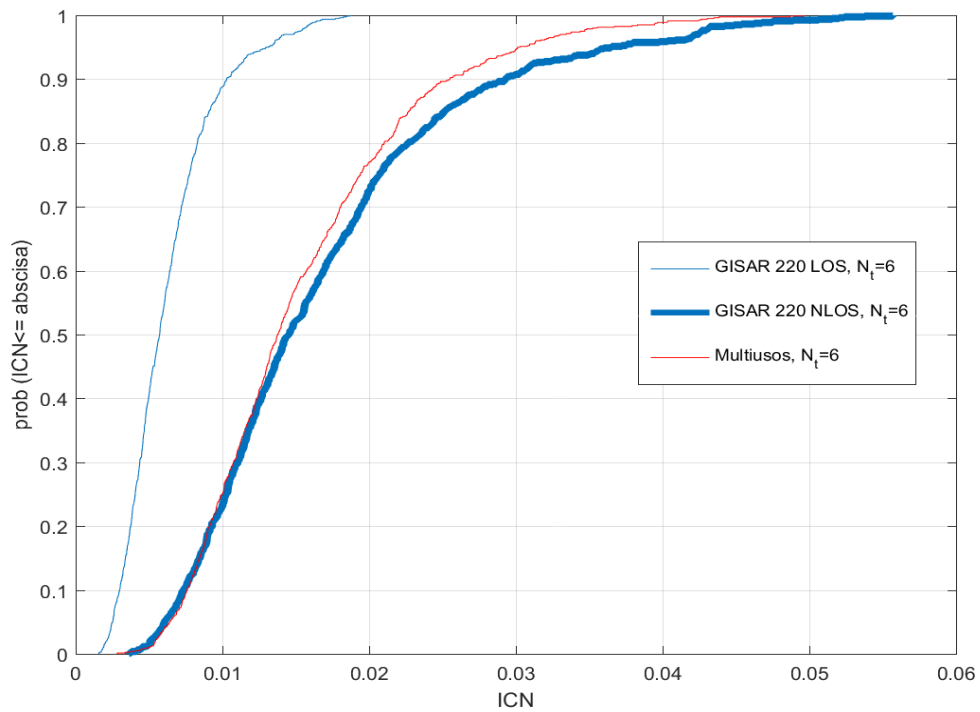


Figura 4.6: CDF de los ICN. Todos los entornos.

Una vez presentados los resultados obtenidos, es claro obviar que tanto en los entornos GISAR 220 LOS y NLOS como la Zona Multiusos siempre se obtienen peores valores de ICN que los posibles que se puedan alcanzar mediante ensayos Rayleigh. Dicho factor permite dar cuenta de que para todos los canales medidos existe una pérdida en la ortogonalidad respecto a canales teóricos incorrelados. Al contrario que el coeficiente de ortogonalidad, dichas CDF's de ICN permiten diferenciar los distintos entornos, observándose que se da una mayor pérdida de ortogonalidad en GISAR 220 NLOS (valores de ICN de 0.9 para 2 transmisores y de 0.2 para 4) frente a los otros dos entornos, a medida que se va incrementado el número de transmisores. Contrastando con el entorno LOS de GISAR 220, la pérdida de ortogonalidad es menor, siendo el valor de ICN para 2 transmisores máximo de 0.4 y para 4 de 0.05. Además, en comparación con la Zona Multiusos se puede observar que posee un comportamiento similar a GISAR 220 NLOS sobretodo para 4 y 6 transmisores, además de una pérdida de la ortogonalidad muy parecida, pasando de un ICN para 2 transmisores de 0.75 a otro para 4 de 0.175. Este factor está presente también en otras contribuciones realizadas por otros autores, donde las condiciones NLOS presentan un mayor grado de ortogonalidad que las LOS [3]. En el caso de la Zona Multiusos, ya se ha visto en el anterior Capítulo que presenta un comportamiento especial debido a la geometría del entorno y la riqueza en dispersión, lo cual otorga a los transmisores de dicha zona una mayor ortogonalidad. Por último, está clara la presente pérdida de ortogonalidad en la matriz de canal conforme se va aumentado en número de transmisores, lo cual indica la presencia de al menos dos columnas del canal con muy alta correlación y por tanto que existe la certeza de que al menos existen dos usuarios con transmisores con baja ortogonalidad.

4.4 Capacidad del sistema MU-MIMO:

4.4.1 CDF's de Capacidad a Relación Señal a Ruido (SNR) fija:

A continuación, se procede a obtener para los entornos ya mencionados la capacidad suma de acuerdo con la ecuación (4.5). Para ello se considera un número variable de transmisores activos (que puede ser 2, 4 o 6), con un valor de SNR (Relación Señal Ruido) de 10 dB. La estación base, en este caso el mallado receptor posee 49 antenas. Además, se realizará una comparativa de los entornos con la capacidad teórica alcanzable con una función densidad de probabilidad del canal del tipo Rayleigh. Cabe destacar aquí que la capacidad resultante será representada mediante una Función de Probabilidad Acumulada (CDF). Finalmente, la Figura 4.10 representa una comparativa de las CDF's de capacidad de los tres entornos a SNR fija de 10 dB.

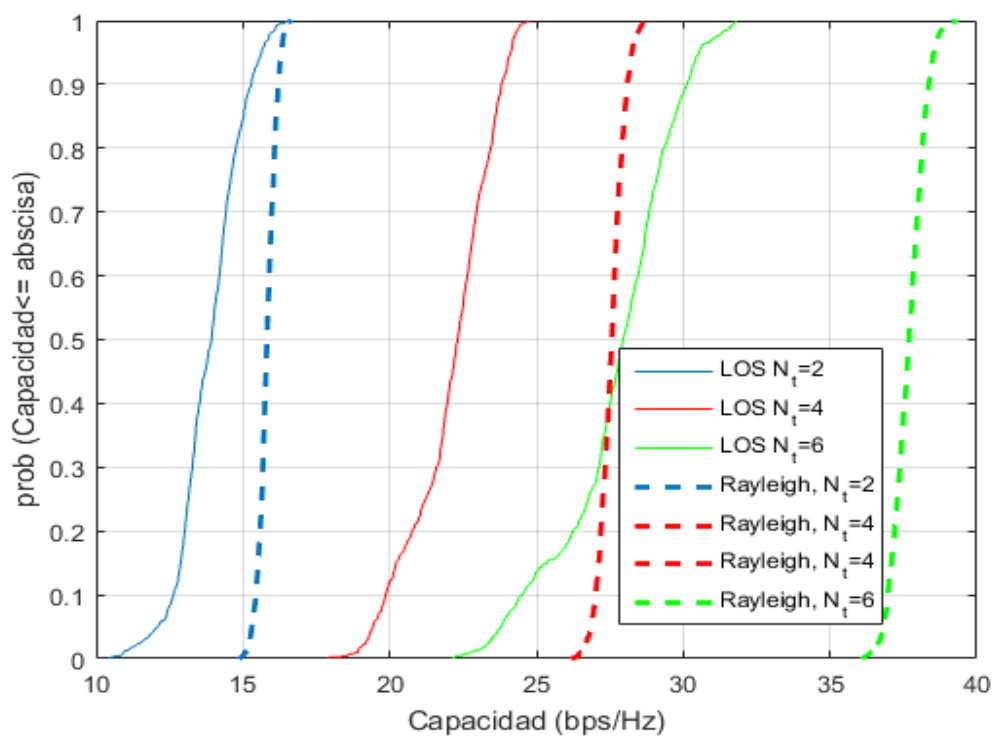


Figura 4.7: CDF de la capacidad suma GISAR 220 LOS VS Rayleigh.

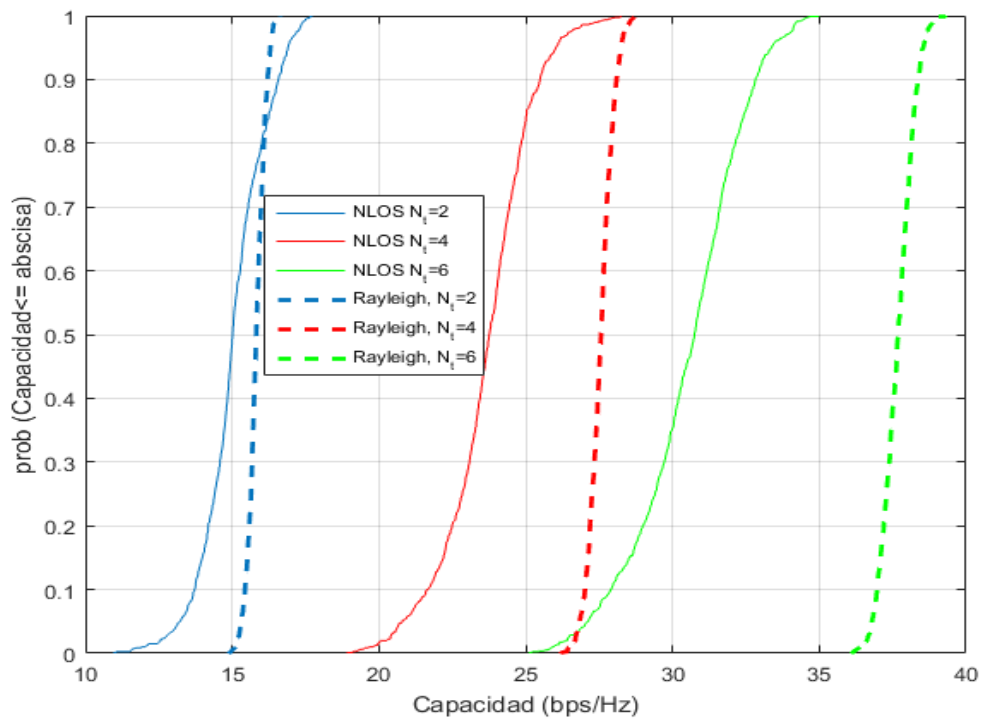


Figura 4.8: CDF de la capacidad suma GISAR 220 NLOS VS Rayleigh.

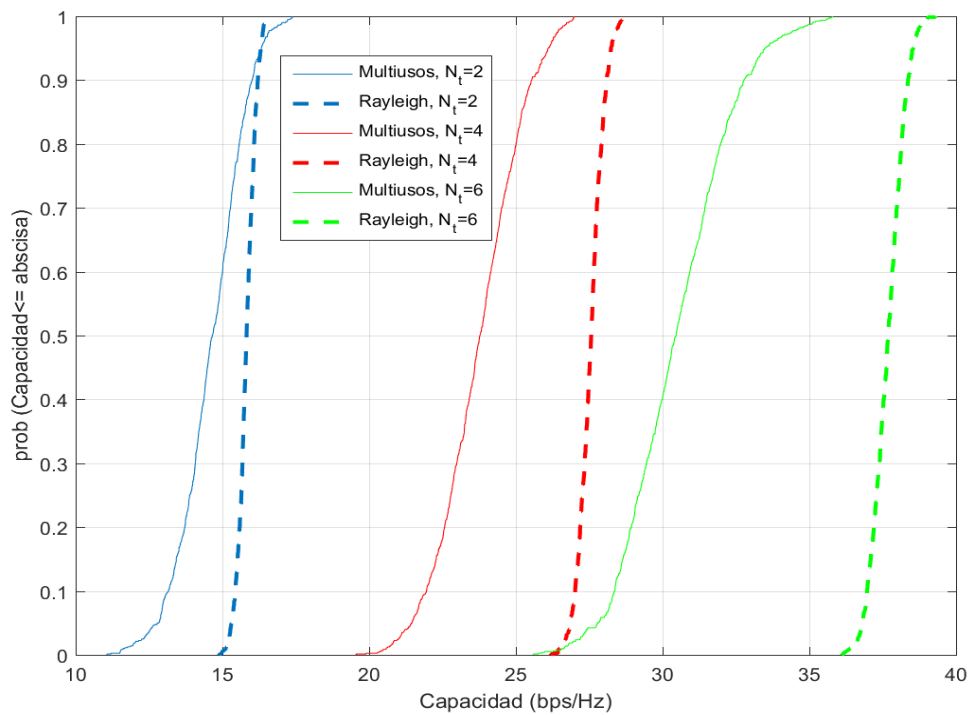


Figura 4.9: CDF de la capacidad suma Zona Multiusuarios VS Rayleigh.

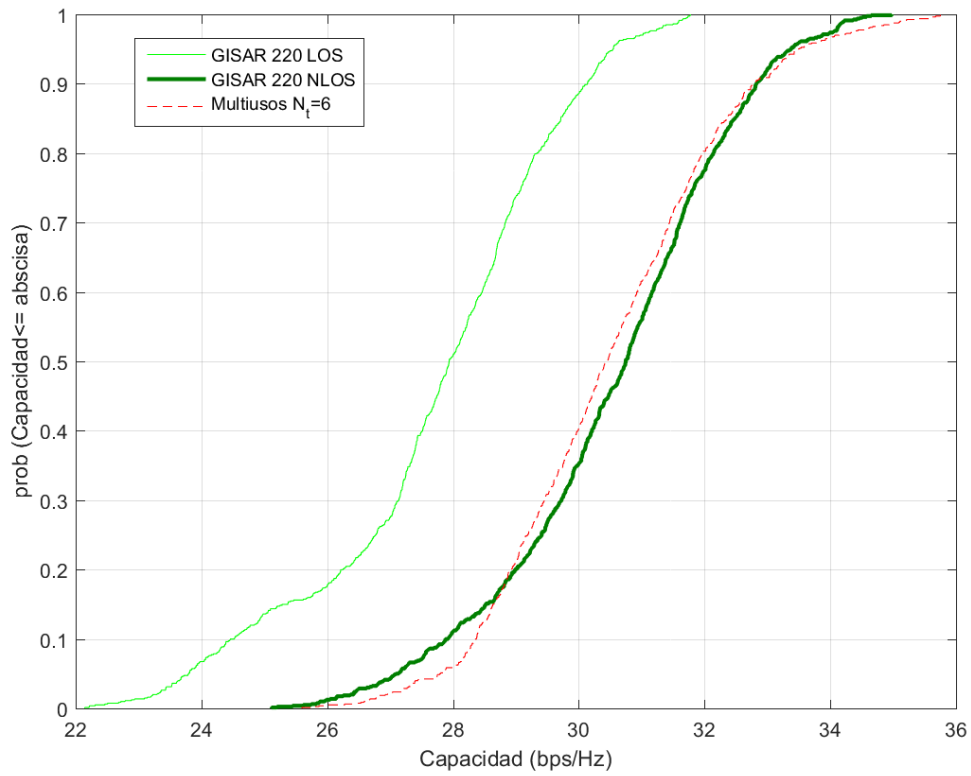


Figura 4.10: Comparativa de CDF's de capacidad entre entornos para 6 transmisores.

Los resultados obtenidos muestran como las capacidades alcanzadas en los entornos medidos son siempre menores en comparación con los canales Rayleigh i.i.d. a un número de transmisores fijo. Para 2 transmisores las capacidades de los entornos son bastante similares, pudiéndose observar pérdidas de hasta 1 bps/Hz respecto de las cotas teóricas Rayleigh. Cabe destacar aquí que en los entornos GISAR 220 NLOS y Multiusos se observa una tendencia similar, superando en las colas superiores de las CDF's los valores teóricos Rayleigh. Esto ocurre debido a que cabe la posibilidad que las funciones de distribución de las matrices de canal se asemejen más a un canal Rice (con presencia de rayo directo) que a uno Rayleigh. Para 4 transmisores es posible discernir entre LOS y NLOS, donde el NLOS llega a valores de hasta 27.5 bps/Hz, mientras que en LOS está en 25 bps/Hz. Comparándolos con Multiusos, este entorno llega casi a los mismos valores que el NLOS de GISAR 220, quedándose un poco más por debajo de la cota impuesta por el canal Rayleigh. Finalmente, para el caso con 6 transmisores, las diferencias entre LOS y NLOS se vuelven mucho más apreciables (con hasta 4 bps/Hz de diferencia) y siendo la CDF de Multiusos muy similar a la de GISAR 220 NLOS. Además, las diferencias entre los entornos y la cota Rayleigh se vuelve aún mayor (de hasta casi 8 bps/Hz de diferencia en GISAR 220 LOS). De acuerdo con los resultados obtenidos mediante los ICN se están obteniendo peores capacidades en el entorno GISAR 220 LOS (menos ortogonal) y mejores en GISAR 220 NLOS y Multiusos.

4.4.2 Crecimiento de la Capacidad frente al número de antenas de la estación base:

Otra posible comparativa es realizar el cálculo anterior de capacidad, pero con el fin de obtener gráficas que nos muestren la evolución capacidad media para distintos números de usuarios frente al crecimiento del número de antenas receptoras en la estación base. Para cada uno de los tres entornos se procederá a representar dicha capacidad comparando con las correspondientes cotas teóricas alcanzadas mediante Rayleigh. Finalmente, tal y como se ha realizado con los resultados anteriores la Figura 4.14 representa comparativa de los tres entornos para 6 usuarios activos simultáneamente.

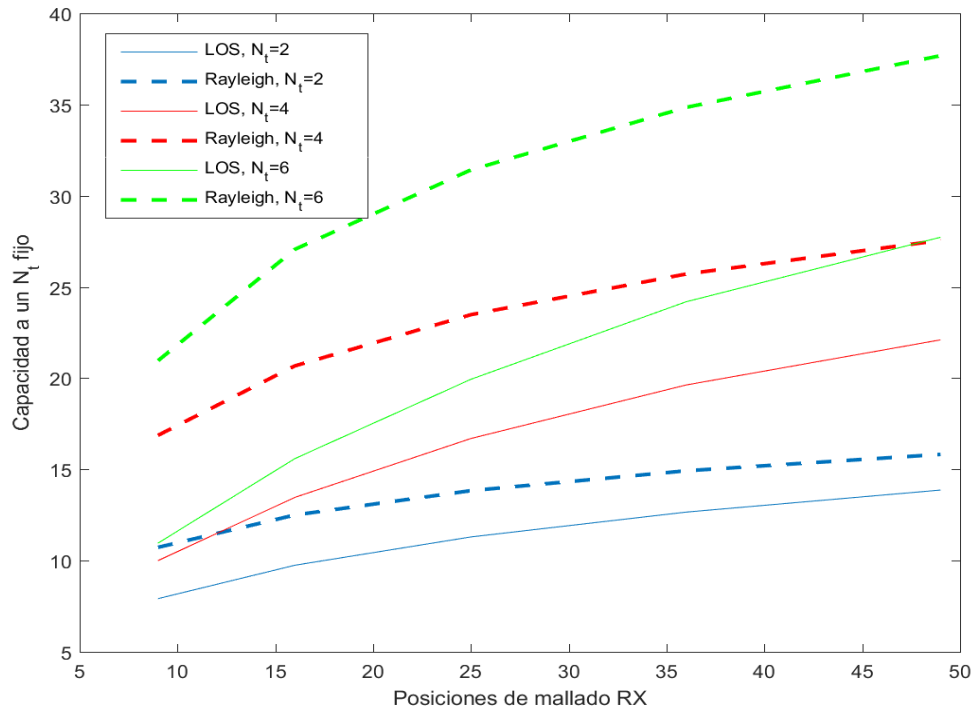


Figura 4.11: Evolución de la capacidad frente al número de antenas receptoras. GISAR 220 LOS.

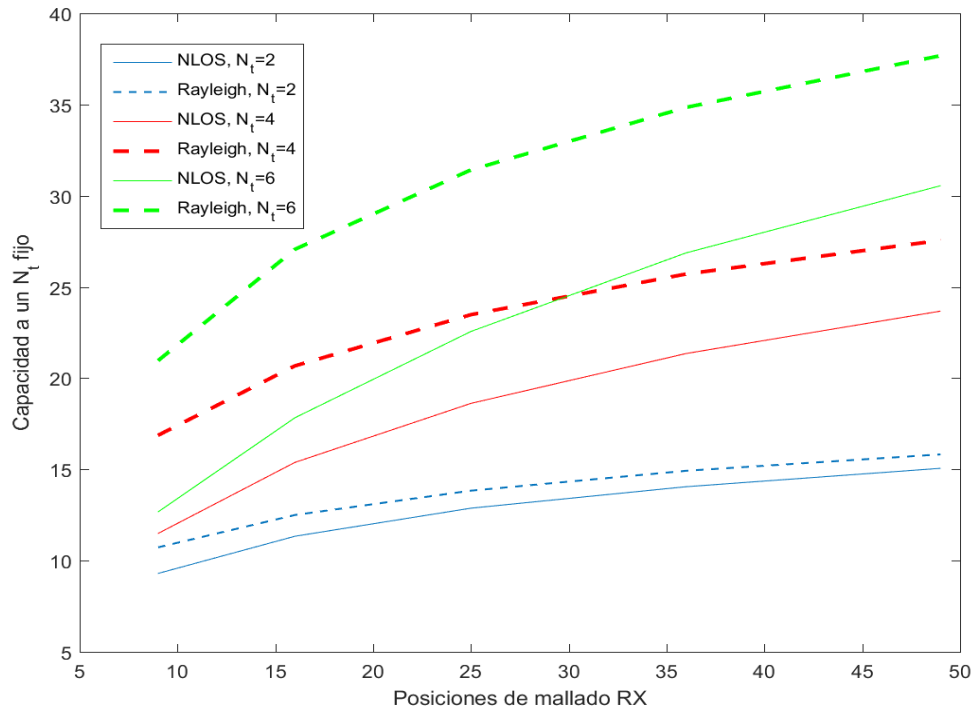


Figura 4.12: Evolución de la capacidad frente al número de antenas receptoras. GISAR 220 NLOS.

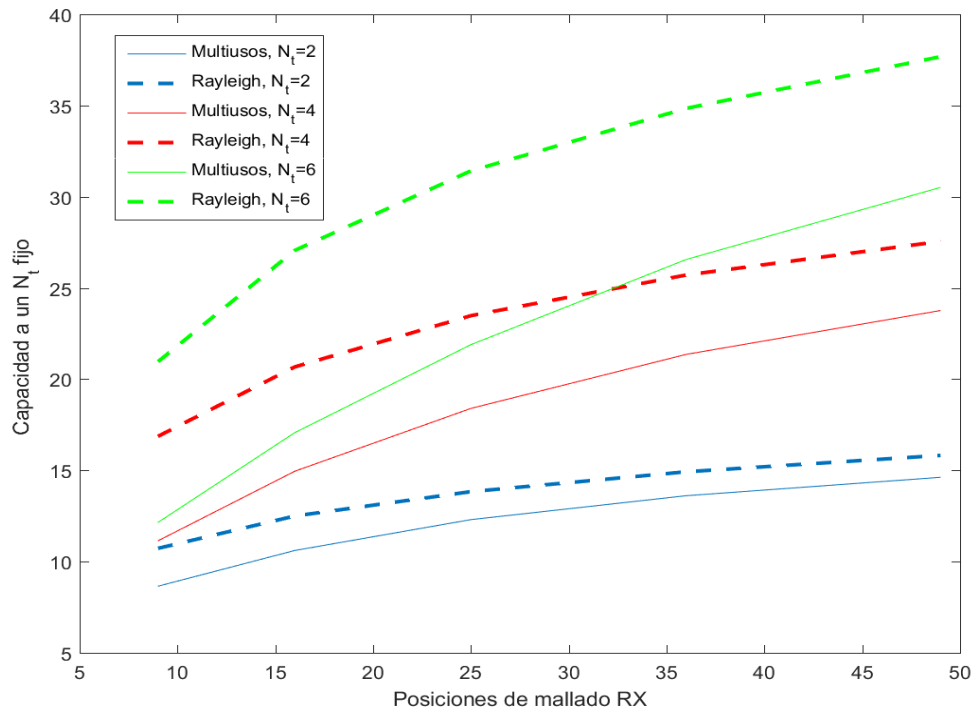


Figura 4.13: Evolución de la capacidad frente al número de antenas receptoras. Multisusos.

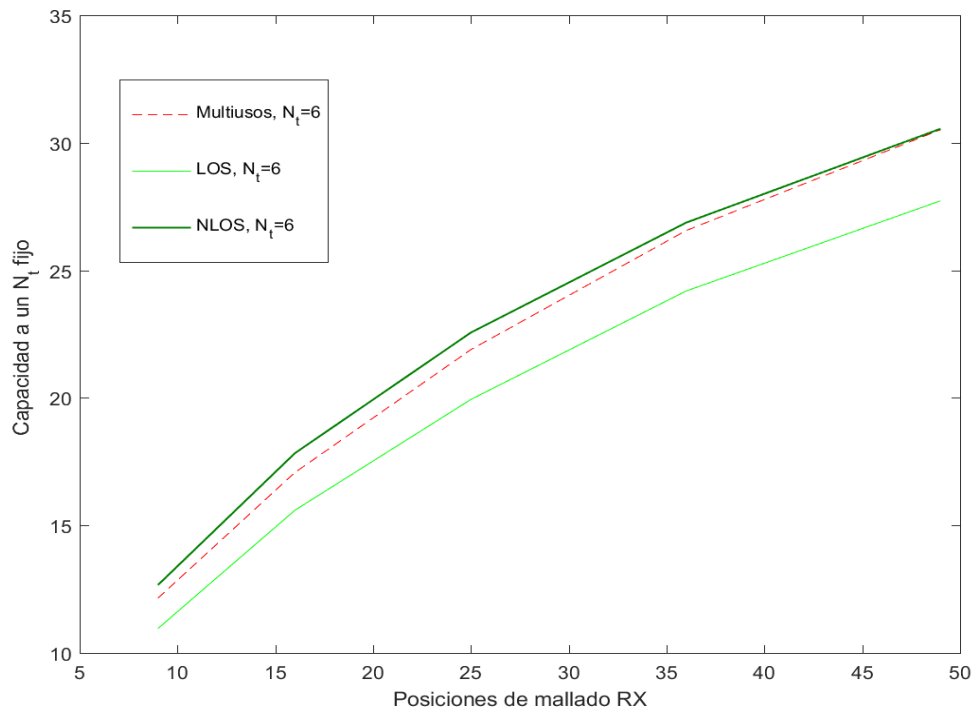


Figura 4.14: Evolución de la capacidad frente al número de antenas receptoras. Comparativa Global.

En el entorno GISAR 220 LOS, tal y como se ha visto en las subsecciones anteriores, posee menos capacidad potencial que los otros dos entornos, existiendo hasta 10 bps/Hz de pérdidas de capacidad frente a la cota teórica Rayleigh, además de crecer más lentamente conforme aumentan las antenas en el receptor. En contraste con GISAR 220 NLOS, se produce un comportamiento bastante similar al entorno Multisusos, casi con las mismas pérdidas de la capacidad, pero observando la Figura 4.14 se puede observar que la capacidad es minúsculamente mayor en GISAR 220 NLOS. Por último, para el entorno Multisusos existe un claro crecimiento de la capacidad a medida que el número de antenas aumenta, sin embargo, dichas capacidades obtenidas no llegan a alcanzar a las teóricas alcanzables mediante ensayos Rayleigh, con pérdidas en la capacidad del orden de 7 bit/Hz.

4.4.4 Capacidad del sistema frente a la SNR:

Hasta ahora los cálculos realizados de la capacidad para los entornos medidos han sido realizados suponiendo una SNR fija de 10 dB. Ahora, se procede a realizar los mismos cálculos de la capacidad frente a una SNR variable. Las gráficas mostradas a continuación siguen el mismo orden que las anteriores, presentando primero cada uno de los entornos por separado y finalmente comparando las gráficas con 6 transmisores.

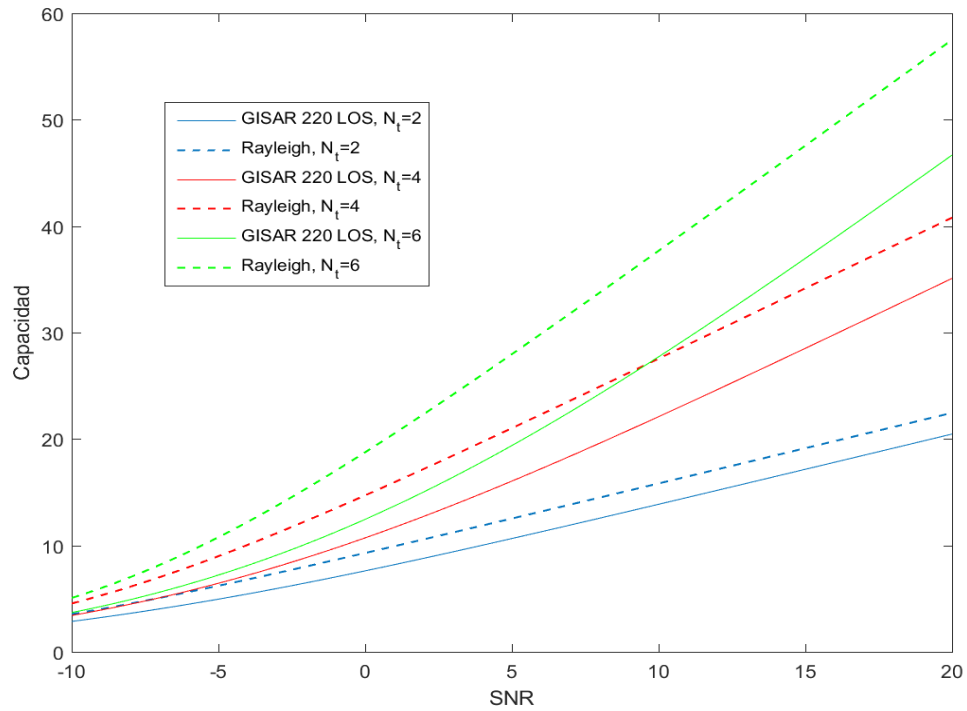


Figura 4.15: Evolución de la capacidad frente la SNR. GISAR 220 LOS.

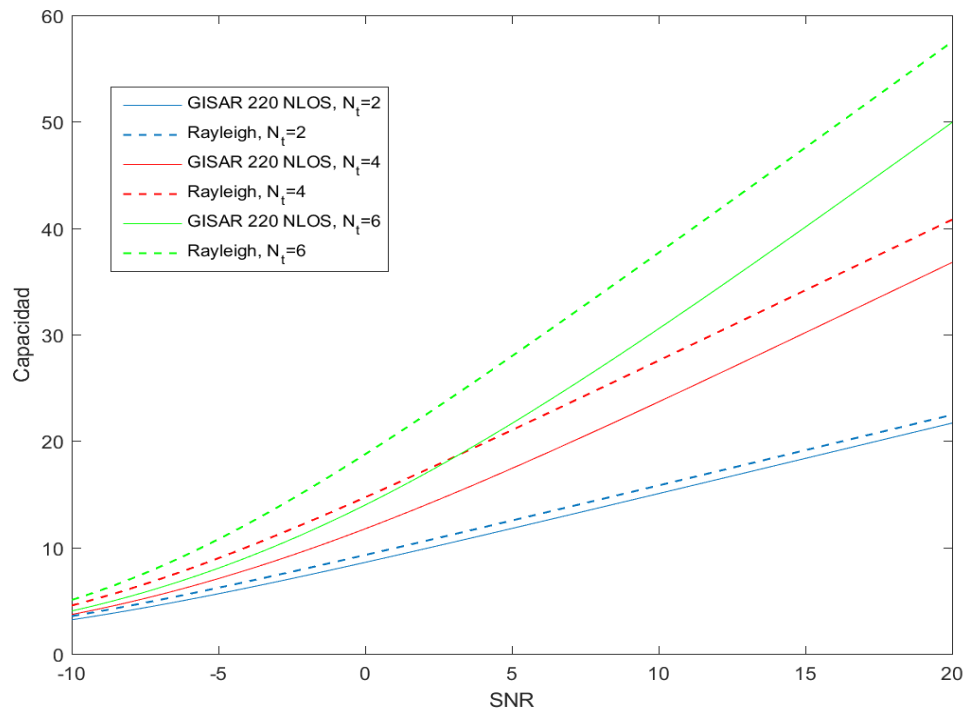


Figura 4.16: Evolución de la capacidad frente la SNR. GISAR 220 NLOS.

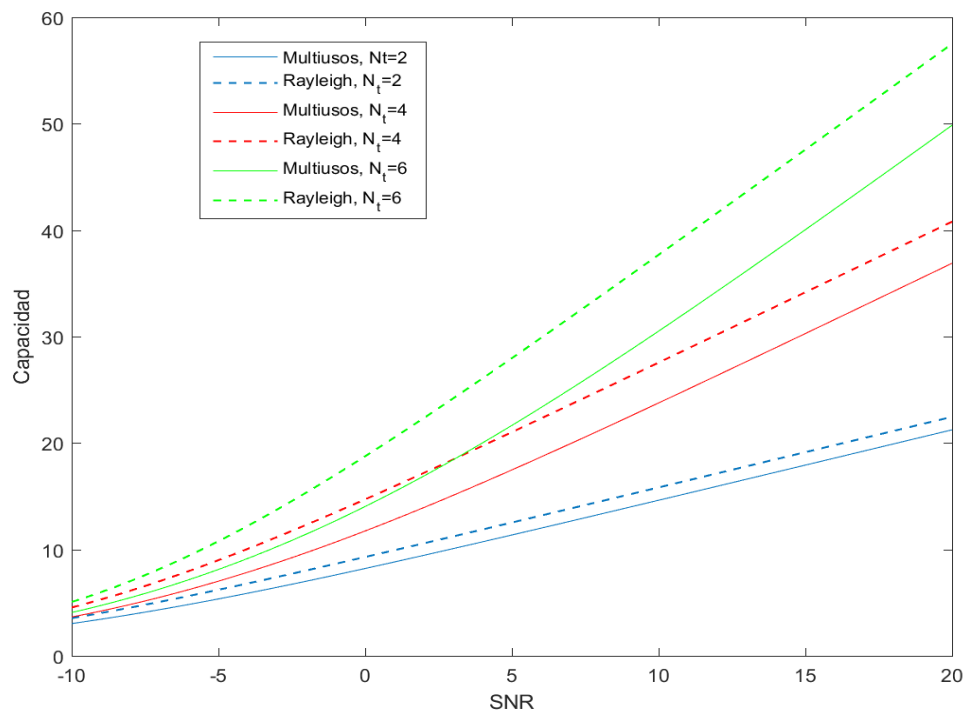


Figura 4.17: Evolución de la capacidad frente la SNR. Multiusos.

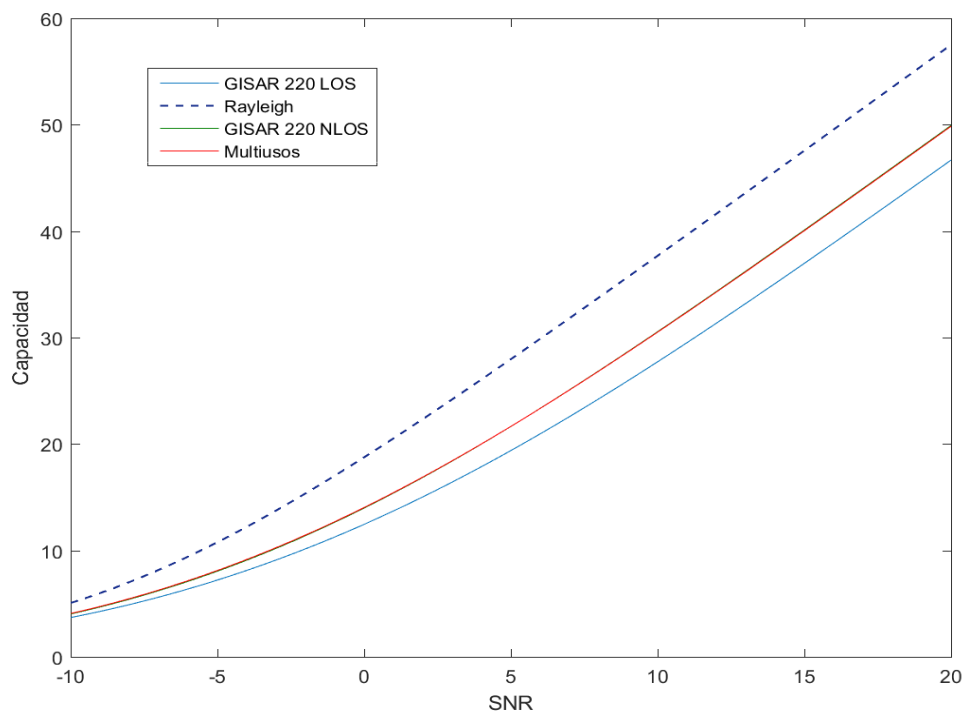


Figura 4.18: Evolución de la capacidad frente la SNR. Comparativa entre entornos.

Los resultados anteriormente mostrados indican que a SNR fija existe una pérdida de la capacidad comparando con las obtenidas de canales i.i.d. Rayleigh, la cual es mayor para el entorno GISAR 220 LOS (de hasta 11 bps/Hz) y menores para GISAR 220 NLOS y Multiusuarios. Dicha pérdida de capacidad va creciendo conforme aumenta el número de transmisores activos. Aún más interesante, la Figura 4.18 muestra que tanto el entorno Multiusuarios como el GISAR 220 NLOS muestran un comportamiento muy similar conforme aumenta la SNR, siendo incluso casi inapreciable. Es de tal complejidad que antes de alcanzar un valor de SNR de 5dB el entorno Multiusuarios alcanza valores superiores a GISAR 220 (con diferencias de 0.06 bps/Hz), mientras que después de dicho valor de SNR el entorno GISAR 220 NLOS acaba superando a Multiusuarios (diferencias de 0.07 bps/Hz).

Bibliografía:

- [6] "The future of IMT in the 3300-4200 MHz frequency range":
Available:
<https://new.gsacom.com/paper/future-imt-3300-4200-mhz-frequency-range/>
- [7] Li, J., Zhao, Y., "Channel characterization and modelling for large-scale antenna systems", Proc. Int. Symp. Comm. Information Techn. (ISCIT), Incheon, Korea, September 2014, pp. 559–563.
- [8] Gao, X., Edfors, O., Rusek, F., et al., "Massive MIMO performance evaluation based on measured propagation data", IEEE Trans. Wireless Commun., 2015, 14, (7), pp. 3899–3911.
- [9] Zhang, B., Zhong, Z., Ai, B., et al., "Empirical evaluation of indoor multi-user MIMO channels with linear and planar large antenna arrays", IEEE Int. Symp. Personal Indoor Mobile Radio Commun. (PIMRC), Montreal, Canada, October 2017, pp. 1–6.
- [10] Hoydis, J., Hoek, C., Wild, T., et al., "Channel measurements for large antenna arrays", Int. Symp. Wireless Commun. Syst. (ISWCS), Paris, France, August 2012, pp. 811–815.
- [11] Payami, S., Tufvesson, F., "Channel measurements and analysis for very large array systems at 2.6 GHz", European Conf. Ant. Propagat. (EUCAP), Prague, Czech Republic, March 2012, pp. 811–815.
- [12] Marzetta, T. L., "Noncooperative cellular wireless with unlimited numbers of base station antennas", IEEE Trans. Wireless Commun., 2010, 9, (11), pp. 3590–3600.
- [13] Rusek, F., Persson, D., Lau, B. K., et al., "Scaling up MIMO: opportunities and challenges with very large arrays", IEEE Signal Process. Mag., 2013, 30, (1), pp. 40–60.
- [14] Jaramillo, R., Fernández, Ó., Torres, R. P., "Empirical Analysis of a 2 x 2 MIMO Channel in Outdoor-Indoor Scenarios for BFWA Applications", IEEE Antennas Propag. Mag., 2006, 48, (6), pp. 57-67.

Capítulo 5: Conclusiones y Líneas futuras de investigación

5.1 Conclusiones:

Los resultados presentados anteriormente en el Capítulo 3 tienen la intención de contribuir al conocimiento de canales radio de banda ancha en interiores, en el espectro de 3 a 4 GHz, para proveer de una referencia para el diseño y desarrollo de sistemas futuros de comunicaciones inalámbricas. Además, se han comparado dichas medidas con resultados obtenidos con CINDOOR, un programa de trazado de rayos desarrollado por el grupo GISAR de la Universidad de Cantabria. Gracias al análisis realizado de los parámetros de propagación del canal es posible obtener las siguientes conclusiones:

- Observando las pérdidas de propagación, se pueden diferenciar claramente dos situaciones. En primer lugar, en el caso LOS, el ajuste de ley potencial por mínimos cuadrados realizado a la medida muestra valores del exponente de pérdidas (γ) inferiores a 2, lo cual es similar en lo expuesto por otros autores en frecuencias cercanas, obteniéndose valores menores a las pérdidas en espacio libre. Comparando con los resultados obtenidos mediante CINDOOR también se cumple dicha relación, obteniendo valores similares en el ajuste. Por otro lado, para el caso NLOS, aunque dicho exponente sigue siendo menor que 2, el valor de la constante independiente de la recta (PL_0) es considerablemente alto, cerca de 12 dB comparado con el caso LOS, y siendo por tanto los valores de NLOS superiores a las de las pérdidas en el espacio libre. Además, en el caso NLOS se observa gran variabilidad de los datos, reflejando la gran dispersión presente en el entorno NLOS. Esto es significativo de que en NLOS las condiciones específicas de la propagación en el entorno son mucho más relevantes que en LOS. En el caso de las simulaciones también se verifica lo mismo, existiendo 15 dB de diferencia en el valor constante de la recta respecto a LOS, pero con un exponente de pérdidas algo menor, debido a que al aumentar la distancia las nubes de puntos de pérdidas de propagación simuladas crecen más lentamente, lo cual refleja lo anterior, que existen condiciones específicas en el entorno de propagación difíciles de modelar. Por otro lado, observando los resultados de las pérdidas de propagación para la Zona Multiusos, es posible apreciar que al tratarse de un entorno de interior con mucha riqueza de multitrayecto las pérdidas de propagación son menores a las que podría haber en espacio libre, debido al confinamiento de la señal. Es por eso por lo que en dicho entorno los exponentes de pérdidas son mucho menores tanto en la medida como en la simulación, pero con una constante de recta intermedia entre los casos LOS y NLOS de GISAR 220.
- El comportamiento de los valores del RMS Delay Spread es distinto en los dos entornos. En el escenario GISAR 220, el comportamiento es el esperado, obteniendo menores valores en caso LOS que en NLOS. Específicamente, el RMS Delay Spread varía de 4.5 a 21.5 ns en LOS mientras que en NLOS los valores toman el rango comprendido entre 17.3 a 43.4 ns. En cuanto a la simulación, dichos valores son realistas en la situación LOS (3.8-23.8 ns) y ligeramente menos exactos en NLOS (12.36-37.5 ns) debido a las condiciones específicas del entorno. También es interesante observar que en el entorno Multiusos las variaciones de dicho parámetro oscilan de 17.9 a 34.5 ns, un rango similar que en el caso NLOS de GISAR 220. Dicho comportamiento se puede explicar debido a la riqueza en dispersión y multicamino existente en dicho entorno, es decir, a su geometría y a los elementos estructurales de

la zona Multiusos. En la simulación de dicho entorno se obtiene un rango similar, de 19.22 a 38.7 ns, también similar al obtenido en GISAR 220 en NLOS.

- En este trabajo se han analizado los anchos de banda de coherencia del canal a distintos niveles de correlación (0.5, 0.7, 0.9). Como suele observarse en la literatura los anchos de banda en el entorno GISAR 220 son mayores en situaciones LOS que en NLOS. Sin embargo, cabe destacar que en las colas de las CDF existe una convergencia, haciendo que los anchos de banda de coherencia que exceden el 90 % de las localizaciones sean poco dispersos y muy similares tanto en condiciones LOS como NLOS. En simulación se obtienen resultados muy parecidos, presentando en el caso LOS mayores valores con mayor variabilidad y en NLOS valores más pequeños. Debido a dicha variabilidad, se puede observar como las CDF's tardan más en alcanzar la convergencia mencionada anteriormente. Por otro lado, es interesante notar que, en el escenario Multiusos, los valores de los anchos de banda de coherencia obtenidos siempre son intermedios respecto a los valores LOS y NLOS del entorno GISAR 220, además de presentar valores muy similares que hacen que las CDF's se asemejen. Dicho factor se explica debido a que en interiores el canal depende altamente de las condiciones específicas de la propagación de dicho entorno. En el caso de la simulación de la Zona Multiusos, al tratarse de un entorno que confina la señal, sólo es necesario una descripción detallada del interior, no siendo difícil de modelar, haciendo que los resultados obtenidos con CINDOOR sean más precisos en la Zona Multiusos que en la GISAR 220, la cual es mucho más grande y compleja.
- En resumen, es importante observar la gran variabilidad de anchos de banda de coherencia, para distintos niveles de correlación y para distintos entornos siendo necesario tener en cuenta la relevancia de dicho ancho de banda sobre el-bloque de coherencia, parámetro fundamental en TDD (Time Division Duplex) de sistemas MIMO Masivo, el cual determina los recursos empleados para la estimación del estado del canal necesario considerar dicho parámetro y determinar el grado de coherencia necesario para garantizar la eficiencia a la hora de procesar señales en esquemas basados en MIMO Masivo.

Por último, en el Capítulo 4 se ha realizado un estudio empírico de la capacidad en canales MU-MIMO-ODFM. El modelo propuesto en dicho capítulo se centra en el análisis del UL de una sola celda, considerando el mallado receptor de 7x7 posiciones como una Estación Base Receptora de 49 antenas, con un máximo número de usuarios activos simultáneamente de 6 y siendo las 801 frecuencias medidas las subportadoras OFDM. A continuación, se procede a resaltar las conclusiones más importantes en base a los resultados obtenidos:

- En primer lugar, se han calculado coeficientes de ortogonalidad entre canales tomados de 2 en dos ya que no es más que la aplicación de un producto escalar. Dicha métrica, por tanto, sólo informa de un conocimiento parcial del canal en cuanto a la verificación de la condición de Propagación Favorable. La estructura matricial cuando el número de usuarios activos aumenta es crítica a la hora de establecer una ortogonalidad conjunta entre canales y para el cálculo de la capacidad suma alcanzable. Mediante su cálculo para los entornos descritos anteriormente, combinando todos los posibles transmisores no idénticos, se pueden observar diferencias apreciables entre los entornos para un número de antenas reducido, y, al aumentar dicho número de

antenas receptoras, se observa una saturación de los coeficientes de los tres entornos, a diferencia de con ensayos teóricos Rayleigh, lo cual les hace indistinguibles. Aunque es cierto que teóricamente los canales NLOS presentan mayor grado de ortogonalidad, la elección de los transmisores, así como su combinación secuencial, dan lugar a mayor ortogonalidad en el canal GISAR 220 LOS. Sin embargo, como ya se ha mencionado, los coeficientes de ortogonalidad no dan una visión global de canal donde todos los usuarios están activos simultáneamente y además se puede apreciar que los tres entornos son indistinguibles para un gran número de antenas, debido a su parecido en sus coeficientes de proyección.

- Para poder establecer el grado global de ortogonalidad entre columnas de la matriz de canal es necesario analizar la distribución de sus autovalores, ya sea directamente o a través del Número de Condición (CN) o su Inverso (ICN). A diferencia del coeficiente de ortogonalidad, las distribuciones estadísticas obtenidas a través del ICN permiten diferenciar los distintos entornos de propagación. Contrastando los valores de ICN medidos en dichos entornos con los obtenidos con ensayos teóricos Rayleigh, se puede apreciar que en todos ellos se produce una pérdida de ortogonalidad.
- Comparando sólo entre entornos, está claro que los resultados son mejores en condiciones NLOS en GISAR 220, después en Multiusuarios, y finalmente en GISAR 220 LOS, resultados similares a los recogidos en otros autores [3]. El significado de esto es que en casos NLOS los canales son más ortogonales que en los canales LOS en teoría, sin embargo, en el caso de escenarios de interior como la Zona Multiusuarios, la riqueza en dispersión y el confinamiento de la señal en su entorno puede dar lugar a un mayor grado de ortogonalidad, pareciéndose más a un caso NLOS que a un caso LOS. Por tanto, la conclusión consiste en que tanto las condiciones específicas del entorno como la distribución espacial de los usuarios determinan el grado de bondad del canal.
- Para obtener una caracterización del canal de la eficiencia espectral (bps/Hz) alcanzable, una forma sencilla es mediante el cálculo de la capacidad a una SNR determinada y de su Función de Probabilidad Acumulada (CDF). En general, los resultados obtenidos, los cuales han sido calculados para un reparto equitativo de la potencia, muestran que los canales medidos siempre permanecen por debajo de las capacidades teóricas Rayleigh, de acuerdo con los valores de ICN obtenidos. Sin embargo, para el caso particular de 2 transmisores se observa que las colas superiores de las CDF's de la zona GISAR 220 NLOS y Multiusuarios superan dicha cota teórica Rayleigh. Esto es debido a que la función de distribución del canal medido puede asemejarse más a una de tipo Rice (con presencia de rayo directo) que, a una Rayleigh, pudiéndose superar la capacidad de esta última.
- Por otro lado, a medida que se aumenta el número de transmisores activos las CDF's Rayleigh alcanzan más capacidad que las medidas, dando lugar a grandes pérdidas de capacidad respecto de la cota Rayleigh, siendo la más importante la diferencia para 6 transmisores activos de 8 bps/Hz de GISAR 220 LOS y en Multiusuarios y GISAR 220 NLOS de 4 bps/Hz respecto de dicha cota.

- Otro resultado importante obtenido es la evolución de la capacidad media del canal a medida que se añaden más antenas en la Estación Base. En general existe un incremento en la capacidad a medida que el número de antenas receptoras aumenta, pero los valores medidos no llegan a alcanzar los valores teóricos del canal Rayleigh, con pérdidas de capacidad del orden de un 19 % en la Zona Multiusos y GISAR 220 NLOS y del orden de un 27 % en GISAR 220 LOS.
- Las gráficas que muestran las curvas de la capacidad frente a la Relación Señal a Ruido (SNR) nos permiten analizar cómo mejorar la eficiencia espectral respecto a la SNR disponible en el receptor. Se ha de destacar aquí como para 6 usuarios activos, a valores bajos de la SNR el entorno Multiusos es ligeramente superior hasta que se alcanza el valor de 5 dB de SNR, donde la zona GISAR 220 NLOS supera a Multiusos.
- Por último, se puede establecer, aunque existe una gran pérdida de la capacidad respecto a los canales ideales, se pueden obtener grandes regímenes binarios en canales reales. Aún más importante, la tendencia de las curvas de capacidad respecto al número de antenas de la estación base nos permiten establecer que la eficiencia espectral del sistema puede ser mejorada considerablemente con un incremento moderado en el número de antenas de la estación base.

5.2 Líneas futuras de investigación

En este proyecto se han resumido y presentado los parámetros más importantes a caracterizar en campañas de medidas realizadas en distintos entornos. Aunque se ha realizado un estudio muy completo del canal banda ancha en la banda de 3 a 4 GHz, se abren nuevas líneas de investigación:

- En primer lugar, en dicho estudio del canal se han usado antenas omnidireccionales. Sin embargo, se podría haber realizado con el uso de antenas directivas, las cuales concentran la potencia (tanto transmitida como recibida), en torno a su lóbulo principal lo cual generaría un canal distinto al analizado. El uso de antenas directivas permite reducir las interferencias generadas por los usuarios, además de eliminar o atenuar más componentes multicamino de gran potencia debida a la dispersión del entorno. Pero sería interesante analizar su efecto sobre la ortogonalidad de los canales MIMO y su impacto en la capacidad alcanzable.
- Por otro lado, el estudio se ha realizado para una banda futura de comunicaciones 5G, precisamente la banda más baja. Sin embargo, la 5G también se desplegará en bandas de ondas milimétricas (de 10 a 100 GHz) y por tanto requerirá de una caracterización del canal banda ancha en los cuatro bloques frecuenciales presentados en el Capítulo 1.
- Finalmente, un estudio no realizado en este trabajo sería la caracterización de la interacción exterior/interior, esto es, una situación donde la Estación Base estaría ubicada en el exterior y ofrecería servicio a usuarios en interiores de edificios.
- Con respecto a la evaluación del simulador CINDOOR la comparación entre medidas y simulaciones pone de manifiesto que la exactitud obtenida es en general buena. No obstante, se observa que el efecto de la dispersión difusa no es despreciable a la hora de simular la respuesta impulsiva del canal. Por tanto, sería interesante mejorar el modelo considerando estas contribuciones a la señal total recibida.

Bibliografía:

- [1] M.J. Gans, A power-spectral theory of propagation in the mobile radioenvironment. IEEE Trans. Veh. Technol. 21(2), 27–37 (1972).
- [2] M. Varela, M. Sanchez, RMS delay and coherence bandwidth measurements in indoor radio channels in the UHF band. IEEE Trans. Veh. Technol. 50(2), 515–525 (2001).
- [3] Gao, X., Edfors, O., Rusek, F., et al., “Massive MIMO performance evaluation based on measured propagation data”, IEEE Trans. Wireless Commun., 2015, 14, (7), pp. 3899–3911.